МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ
ПРИБОРОСТРОЕНИЕ
ИЗДАНИЕ САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ
Журнал издается с января 1958 г.

ТОМ 53 ИЮЛЬ 2010 № 7

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

Парамонов П. П., Гатчин Ю. А., Видин Б. В., Жаринов И. О., Жаринов О. О. Модели композиционного проектирования авионики 5

Денисов А. В., Филимонов А. П. Использование информативных признаков для выявления момента нарушения стационарности случайного процесса 13

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Климов А. П., Ремизова О. А., Рудакова И. В., Фокин А. Л. Достижение робастности системы стабилизации, синтезированной на основе квадратичной теории 18

Григорьев В. В., Козис Д. В., Коровьяков А. Н., Литвинов Ю. В. Анализ поведения автоматических радиодальномеров при случайных возмущениях 26

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Никифоров В. В., Шкиртиль В. И. Оценка времени доставки сообщений в распределенных системах реального времени с CAN-интерфейсом 33

Ожиганов А. А., Прибыткин П. А. Использование нелинейных последовательностей при построении двухдорожечных кодовых шкал для преобразователей угловых перемещений 39

Сафьянников Н. М., Бондаренко П. Н. Преобразователь код—число импульсов с актуализацией состояний 44

ПРИБОРЫ ТОЧНОЙ МЕХАНИКИ

Ефремов Л. В. Запас метрологической надежности как критерий оценки исправности средств измерений 51

Махов В. Е. Контроль линейных размеров изделий на базе технологий фирмы “National Instruments” 54

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

Кольцов М. М., Кузнецов С. В. Синтез системы передачи и визуализации объемных изображений на основе акустооптического дефлектора 61

Удальцов В. Е., Уварова А. А. Моделирование процессов распространения излучения в светодиодах 67

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

Белов Н. П., Яськов А. Д., Грисимов В. Н. Лабораторный спектрометр для исследования коэффициента отражения и определения параметров цветности диффузно отражающих объектов 74

Андреев П. С., Шабалина Т. Н., Пикуль О. Ю., Строганов В. И. Использование плоскопараллельной кристаллической пластинки для управления эллиптичностью излучения 78

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

Бударгина М. И., Пруненко Е. К. Исследование влияния поверхностно окрашенных очковых линз на остроту зрения 82

Анисимов А. Г., Коротаев В. В., Кулешова Е. Н. О возможности адаптации теории распределенных измерительных систем к оптико-электронным системам 86

SUMMARY (*перевод Ю. И. Копилевича*) 88

CONTENTS

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

Paramonov P. P., Gatchin Yu. A., Vidin B. V., Zharinov I. O., Zharinov O. O. Models for Composition Design of Avionic Systems 5

Denisov A. V., Filimonov A. P. Application of Informative Atributes for Determination of Stationarity Breakdown Instant of a Random Process 13

DEVICES AND SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL

Klimov A. P., Remizova O. A., Rudakova I. V., Fokin A. L. Achievement of Robustness of Stabilization System Synthesized on the Base of Quadratic Theory 18

Grigoriev V. V., Kozis D. V., Koroviakov A. N., Litvinov Yu. V. Analysis of Automatic Radio Range Finder Performance under Random Perturbations 26

COMPUTING TECHNIQUE

Nikiforov V. V., Shkirtil V. I. Estimation of Message Delivery Time in Distributed Real-Time Systems with CAN-Interface 33

Ozhiganov A. A., Pribytkin P. A. Application of Nonlinear Sequences to Dual-Track Code Scale Development for Angular Movement Converters 39

Safiannikov N. M., Bondarenko P. N. Code—to Number of Pulses Converter with State Actualization…. 44

FINE MECHANICS DEVICES

Efremov L. V. Metrological Safety Factor as a Criterion for Measuring Means Condition Estimation 51

Makhov V. E. Inspection of Linear Dimensions of Items on the Base of Technologies Provided by “National Instruments” 54

ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

Koltsov M. M., Kuznetsov S. V. Synthesis of System for Three-Dimensional Image Transfer and Visualization on the Base of Acousto-Optical Deflector 61

Udaltsov V. E., Uvarova A. A. Modeling of Light Propagation Processes in Light Emission Diode 67

OPTICAL AND OPTO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND SYSTEMS

Belov N. P., Yaskov A. D., Grisimov V. N. Laboratory Spectrometer for Investigation of Reflectance and Estimation of Coloration Parameters of Diffusely Reflecting Objects .. 74

Andreev P. S., Shabalina T. N., Pikul O. Yu., Stroganov V. I. Application of Plane-Parallel Plate to Control over Radiation Ellipticity 78

BRIEF NOTES

Budargina M. I., Prunenko E. K. Investigation of the Effect of Surface-Coloured Spectacle Lenses on Visual Acuity 82

Anisimov A. G., Korotaev V. V., Kuleshova E. N. On Possible Adaptation of Distributed Measuring System Theory to Opto-Electronic Systems 86

SUMMARY 88

Editor-in-Chief E. B. Yakovlev

УДК 681.324

П. П. Парамонов, Ю. А. Гатчин, Б. В. Видин, И. О. Жаринов, О. О. Жаринов

МОДЕЛИ КОМПОЗИЦИОННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ АВИОНИКИ

Рассматриваются методологические основы проектирования сложных технических систем на примере разработки комплексов бортового оборудования, выполненных в соответствии с основными положениями концепции интегрированной модульной авионики.

Ключевые слова: *бортовое оборудование, композиционное проектирование, интегрированная модульная авионика.*

Введение. Согласно современным представлениям о методах проектирования сложных технических систем с использованием принципов композиционного проектирования, системно-структурного и системно-функционального подходов принципы формирования любой автономной системы бортового радиоэлектронного оборудования (БРЭО) определяются, в первую очередь, требованиями к самому летательному аппарату (ЛА).

Для этого необходимо найти количественные соотношения, определяющие, с одной стороны, требования к ЛА как к сложной технической системе (системе более высокого порядка), а с другой — совокупность возможных альтернативных вариантов построения технического облика его подсистемы — БРЭО (системы более низкого порядка). Затем необходимо установить количественные взаимосвязи между найденными соотношениями.

Задачи композиционного проектирования комплекса БРЭО. Решение задачи проектирования БРЭО пятого поколения с оптимизацией по множеству параметров заключается [1] в использовании в качестве концептуального каркаса проекта структурообразующей модели, которую можно составить из имеющихся классов моделей систем и объединяющих их отношений. Вначале формируется область интерпретации, включающая исчерпывающую совокупность значимых сущностей предметной области. Далее устанавливается, какие функции элементов области интерпретации представляются важными.

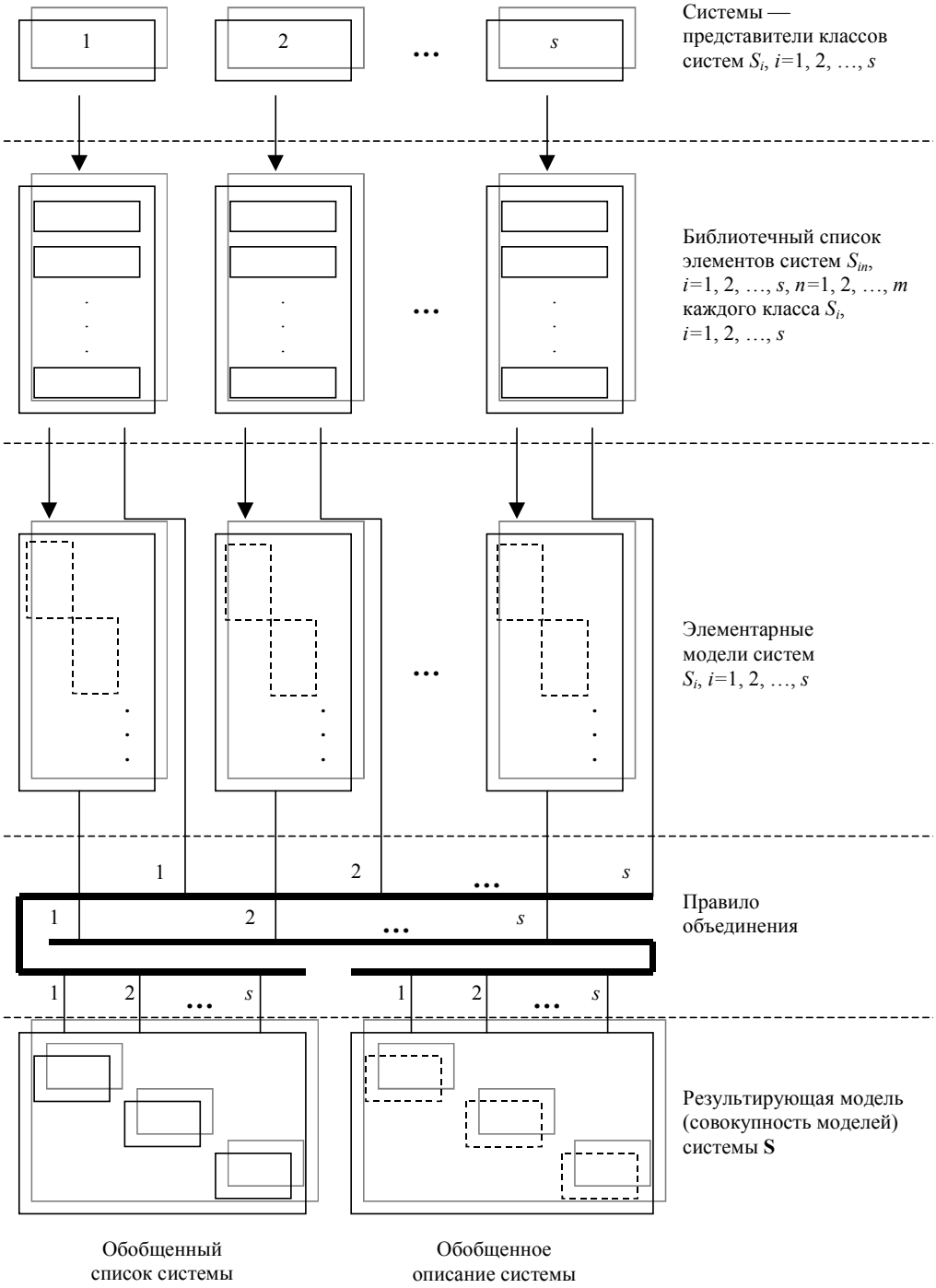
Процедура создания модели комплекса БРЭО существенно упрощается при использовании базиса типовых функций получения, передачи и обработки информации [2, 3]. На основе типовых функций формируются различные схемы функционирования БРЭО. В свою очередь, каждая типовая функция может быть разложена по базису более низкого иерархического уровня. Таким образом формируется иерархическая структура соподчиненных типовых элементов функциональной модели комплекса БРЭО.

Следующий этап создания модели направлен на выявление существенно значимых отношений между элементами области интерпретации и, следовательно, между соответствующими блоками модели. Синтаксическое оформление значимых отношений завершает процедуру построения концептуальной модели комплекса БРЭО.

Создание полной и всеобъемлющей модели для сложной системы нецелесообразно, так как в силу теоремы Тьюринга такая модель будет столь же сложной, сколь и сама система.

Сложная система представима конечным множеством моделей, каждая из которых отражает определенную грань ее сущности. При этом свойства системы рассматриваются как некоторый атрибут объекта проектирования.

Удачной можно считать математическую модель, предложенную Кроном [4], общую для достаточно широкого класса систем. Использование кроновского подхода и конкретизация теоретических идей Месаровича и Яблонского [5] позволяют синтезировать структурную модель комплекса БРЭО, представляющую собой упорядоченный список возможного поэлементного состава комплекса и описание поведения его элементов, что, в свою очередь, приводит к задаче построения оптимальных наборов данных (см. рисунок).



Наиболее распространенными в настоящее время являются методы декомпозиции, снижающие сложность исследуемого объекта и решаемой им задачи. Цель декомпозиции при

этом состоит в представлении сложного объекта в виде элементов ограниченной сложности (групп физически однородных частей), создание которых соответствует возможностям современных методов и средств исследования и проектирования.

Подход на основе принципов композиционного проектирования [5] призван снизить уровень субъективизма при декомпозиции БРЭО перспективных ЛА, т.е. обеспечить, во-первых, адекватность представления объекта проектирования совокупности выделяемых элементов; во-вторых, обратимость процедуры (возможность агрегирования объекта и его характеристик на основе элементов и их характеристик); в-третьих, возможность формализации условий окончания процедуры декомпозиции.

Системный подход к решению задачи проектирования комплекса БРЭО. Корректное проведение процедуры декомпозиции сложного объекта при проектных исследованиях позволяет [6] обосновать использование совокупности математических моделей, необходимых и достаточных для определения значений векторов параметров информационно-измерительной системы БРЭО

$$\left.\begin{aligned} &\mathbf{\Psi}_{\text{д}} = \left\{\psi_{\text{д}1}, \psi_{\text{д}2}, \ldots, \psi_{\text{д}n}\right\}, \mathbf{\Psi}_{\text{с}} = \left\{\psi_{\text{с}1}, \psi_{\text{с}2}, \ldots, \psi_{\text{с}n}\right\}; \\ &\mathbf{\Psi}_{\text{м}} = \left\{\psi_{\text{м}1}, \psi_{\text{м}2}, \ldots, \psi_{\text{м}n}\right\}, \mathbf{\Psi}_{\text{и}} = \left\{\psi_{\text{и}1}, \psi_{\text{и}2}, \ldots, \psi_{\text{и}n}\right\}, \end{aligned}\right\} \tag{1}$$

минимизирующих целевую функцию (функционал) вида

$$\left.\begin{aligned} &\mathbf{F} = \mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi}_{\text{д}}, \mathbf{\Psi}_{\text{с}}, \mathbf{\Psi}_{\text{м}}, \mathbf{\Psi}_{\text{и}}\right) = \mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi}\right); \\ &\mathbf{\Psi}_{\text{д}} \subset \mathbf{\Psi}; \mathbf{\Psi}_{\text{с}} \subset \mathbf{\Psi}; \mathbf{\Psi}_{\text{м}} \subset \mathbf{\Psi}; \mathbf{\Psi}_{\text{и}} \subset \mathbf{\Psi} \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

при наличии системы ограничений $\boldsymbol{\varphi} = \{\varphi_1(\cdot), \varphi_2(\cdot), \ldots, \varphi_\varphi(\cdot)\}$.

Система ограничений $\boldsymbol{\varphi}$ связывает: параметры измерительных датчиков $\varphi_1(\mathbf{\Psi}_{\text{д}})\le 0$; параметры средств преобразования сигналов $\varphi_2(\mathbf{\Psi}_{\text{с}})\le 0$; параметры бортовой вычислительной машины $\varphi_3(\mathbf{\Psi}_{\text{м}})\le 0$; параметры средств отображения информации $\varphi_4(\mathbf{\Psi}_{\text{и}})\le 0$, а также учитывает взаимное влияние элементов векторов параметров $\mathbf{\Psi}_{\text{д}}$, $\mathbf{\Psi}_{\text{с}}$, $\mathbf{\Psi}_{\text{м}}$, $\mathbf{\Psi}_{\text{и}}$ в едином комплексе БРЭО:

$$\left.\begin{aligned} &\varphi_5(\mathbf{\Psi}_{\text{д}}, \mathbf{\Psi}_{\text{с}})\le 0;\ \varphi_6(\mathbf{\Psi}_{\text{д}}, \mathbf{\Psi}_{\text{м}})\le 0;\ \varphi_7(\mathbf{\Psi}_{\text{д}}, \mathbf{\Psi}_{\text{и}})\le 0; \\ &\varphi_8(\mathbf{\Psi}_{\text{с}}, \mathbf{\Psi}_{\text{м}})\le 0;\ \varphi_9(\mathbf{\Psi}_{\text{с}}, \mathbf{\Psi}_{\text{и}})\le 0; \\ &\varphi_{10}(\mathbf{\Psi}_{\text{м}}, \mathbf{\Psi}_{\text{и}})\le 0;\ \varphi_{11}(\mathbf{\Psi}_{\text{д}}, \mathbf{\Psi}_{\text{с}}, \mathbf{\Psi}_{\text{м}}, \mathbf{\Psi}_{\text{и}})\le 0, \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

где $\varphi_1(\cdot)$, $\varphi_2(\cdot)$, …, $\varphi_{11}(\cdot)$ — функции векторных аргументов.

При составлении системы ограничений (3) необходимо учитывать наличие в комплексе взаимодействующих элементов, каждый из которых выполняет свои функции по определенному алгоритму, а в процессе исполнения алгоритма пребывает в одном из известных состояний.

К специфике задачи оптимизации проектирования БРЭО относится также тот факт, что вариации проектных решений можно рассматривать как структурно-параметрические [7]. Структурность задачи заключается в возможности выбора для реализации комплекса элементов различного типа, решающих одну и ту же функциональную задачу, или в решении ряда функциональных задач средствами одного элемента, причем каждый набор функциональных элементов образует свое множество взаимных связей. В пределах выбранной структуры возможно такое изменение параметров элементов (1), которое меняет показатели качества БРЭО в целом. В математическом аспекте задачи оптимизации изменение структуры сводится к изменению состава и вида системы (3), а также к частичному изменению вида скалярной целевой функции $\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi}\right)$ за счет введения/исключения проектных переменных, описывающих включенные/исключенные функциональные элементы и связи между ними. Параметрические изменения элементов БРЭО приводят к изменению векторов проектных переменных (1).

Задача структурно-параметрического синтеза комплекса БРЭО. Любая структура — это дополнительные ограничения [7], в общем случае сужающие множество допустимых проектных решений:

$$\min_{\mathbf{\Psi}\subset\mathbf{G}'}\left\{\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi}\right)\right\}\geq\min_{\mathbf{\Psi}\subset\mathbf{G}}\left\{\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi}\right)\right\},\tag{4}$$

если только $\mathbf{G}'\subset\mathbf{G}$. Поэтому отказ от полностью централизованной (или, например, федеративной) организации комплекса в пользу интегрированной является преднамеренным сужением множества $\mathbf{G}$ и должен быть обоснован дополнительными факторами.

На практике функционал $\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi}\right)$ зависит не только от параметров (1) проектируемой системы, но и от большого количества неопределенных факторов $\eta\in\mathbf{G}_\eta$, характеризующих среду, в которой ЛА будет функционировать, т.е. в наиболее общем виде $\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi},\eta\right)$. Тем не менее объективно такой функционал существует всегда, когда технический уровень промышленного предприятия и знание законов функционирования конструкции позволяют создавать подобные объекты, т.е. когда задача проектирования разрешима на современном этапе.

Пусть в условиях полной централизации $\mathbf{\Psi}\subset\mathbf{G}_\Psi$, при этом имеется некоторый уровень неопределенности $\eta\in\mathbf{G}_\eta$ в процессе принятия конструктором проектного решения. Следовательно, гарантированная оценка значения целевой функции задачи проектирования будет определяться как

$$\tilde{\mathbf{F}}=\min_{\mathbf{\Psi}\subset\mathbf{G}_\Psi}\left\{\min_{\eta\in\mathbf{G}_\eta}\left\{\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi},\eta\right)\right\}\right\}.\tag{5}$$

Введение в комплекс БРЭО иерархической структуры предполагает распределение функций управления по отдельным элементам. Иными словами, отдельные решения на соответствующем уровне иерархии принимаются по ограниченной информации, без использования всего объема сведений, т.е. $\mathbf{G}'\subset\mathbf{G}$, но одновременно снижается и уровень неопределенности η таким образом, что $\eta\in\mathbf{G}'_\eta\subset\mathbf{G}_\eta$, и гарантированная оценка целевой функции

$$\tilde{\mathbf{F}}=\min_{\mathbf{\Psi}\subset\mathbf{G}'_\Psi}\left\{\min_{\eta\in\mathbf{G}'_\eta}\left\{\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi},\eta\right)\right\}\right\}.\tag{6}$$

При этом вопрос о том, рационально ли вводить в комплекс данную структуру, решается, в конечном счете, сравнением величин (5) и (6). Переход к иерархической структуре сужает множество проектных решений, но одновременно снижает и уровень неопределенности η, т.е. позволяет получить более качественное результирующее решение.

Выбор структуры системы, обладающей иерархической формой организации, связан с рядом трудностей. Количество возможных архитектурных форм составляет некоторое конечное множество. В процессе проектирования системы одновременно выбираются ее параметры и наилучшая организация, т.е. существует некоторое конечное множество структур $\mathbf{V}(\mathbf{S})$, где $\mathbf{S}$ — множество проектов системы. Каждому проекту $\mathbf{S}$ соответствует свое множество $\mathbf{\Psi}\subset\mathbf{G}_\Psi$ и множество неопределенностей $\mathbf{G}_\eta$, а этим множествам соответствуют свои гарантированные оценки результата

$$\mathbf{S}:\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi},\eta\right)=\min_{\mathbf{\Psi}\subset\mathbf{G}}\left\{\min_{\eta\in\mathbf{G}_\eta}\left\{\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi},\eta\right)\right\}\right\},\tag{7}$$

таким образом, задача проектирования БРЭО формулируется как задача отыскания элемента (набора элементов) $S_i\in\mathbf{S}$, который обеспечивает выполнение условия

$$\mathbf{F}\left(\mathbf{\Psi}\right)\to\min_{S_i\in\mathbf{S}}.\tag{8}$$

Если решение задачи (8) носит в определенной степени формальный, математический характер, то построение полного множества **S** — множества возможных „конструктивных схем“ — носит характер некоторого изобретения и не является формализованным.

Модели комплекса БРЭО. Один из способов структурирования неформальной деятельности состоит в выявлении и формировании присущих ей эвристик [8], т.е. эмпирических правил, полезность которых обусловлена тем, что они во многих (хотя и не во всех) случаях приводят к успешному решению задачи проектирования. Применяемые сегодня методы автоматизированного синтеза опираются на идеи морфологического анализа Цвикке, согласно которым определяются все независимые переменные (списочный состав функциональных элементов) проектируемой системы, перечисляются возможные значения этих переменных, а генерирование альтернатив осуществляется путем „механического“ перебора (например, с использованием аппарата генетических алгоритмов) всех допустимых сочетаний элементов в целях получения системы с заданными свойствами и составом.

Модельное представление в системном анализе [9] определяет такой подход к проведению научного исследования, при котором изучаемый объект — оригинал — находится в некотором соответствии с другим объектом — моделью, причем модель способна в том или ином отношении замещать оригинал на определенных стадиях (этапах) проектирования.

Для построения обобщенной математической модели сложной технической системы **S** с использованием методов системного анализа на соответствующем уровне рассмотрения необходимо решить следующие задачи [10].

1. Осуществить декомпозицию целостной системы **S** на упорядоченное множество мощностью s взаимосвязанных и взаимодействующих элементарных составляющих — функциональных элементов $S_i \subset \mathbf{S}$ БРЭО, каждый из которых может иметь n различных вариантов $S_{in} \in S_i$ технической реализации (марок):

$$\mathbf{S} = \left\{ S_1 = \left\{ S_{11}, S_{12}, \ldots, S_{1n_1} \right\}, S_2 = \left\{ S_{21}, S_{22}, \ldots, S_{2n_2} \right\}, \ldots, S_s = \left\{ S_{s1}, S_{s2}, \ldots, S_{sn_s} \right\} \right\}, \tag{9}$$

где $n = \max\left\{ n_1, n_2, ..., n_s \right\}$ при условии $S_{in_i}, S_{in_i+1}, ..., S_{in} = \varnothing$, $n_i < n$.

Морфологический блок **E**(**S**) элементов системы **S** составляет матрица, в которой столбец соответствует различным типам функциональных элементов S_1, S_2, ..., S_s системы, а строка — различным вариантам (маркам) элементов одного и того же типа:

$$\mathbf{E}(\mathbf{S}) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n_1} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n_2} \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ S_{s1} & S_{s2} & \cdots & S_{sn_s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \cdots \\ S_s \end{pmatrix}, \tag{10}$$

где $S_{ij} \in S_i$ — функциональные элементы, входящие в комплекс БРЭО, $i = 1, 2, \ldots, s$; $j = 1, 2, \ldots, n_i$.

Выражения (9), (10) определяют списочную модель состава комплекса БРЭО.

2. Определить совокупность $N_{\mathbf{S}}$ анализируемых проектных вариантов построения системы S_j, j=1, 2, …, $N_{\mathbf{S}}$, образующих исходное множество **S**, перебором i=1, 2, …, s по множеству допустимых сочетаний функциональных элементов $S_{j,in}$, составляющих дерево проектных решений.

3. Определить структуру системы **S**, отражающую ее внешние свойства. Структура системы представляет собой устойчивую информационную взаимосвязь функциональных элементов (подсистем) S_i, i = 1, 2, …, s, входящих в состав комплекса БРЭО (электрический контакт, кинематическое соединение, оптическая передача данных и пр.), причем определенные в тактико-техническом задании (ТТЗ) свойства системы **S** формируются при установлении

соответствующего варианта связи (прямые, обратные, контрсвязи) в матрице **V**(**S**), которая образует модель структуры комплекса БРЭО для любой пары функциональных систем S_i, S_j, такой что $i \neq j$:

$$\mathbf{V}(\mathbf{S}) = \begin{pmatrix} 0 & V_{12}(S_1, S_2) & \cdots & V_{1s}(S_1, S_s) \\ V_{21}(S_2, S_1) & 0 & \cdots & V_{2s}(S_2, S_s) \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ V_{s1}(S_s, S_1) & V_{s2}(S_s, S_2) & \cdots & 0 \end{pmatrix}, \tag{11}$$

где $V_{ij}(S_i, S_j)$ — элементы матрицы соединений комплекса БРЭО для пар систем S_i, $S_j \subset \mathbf{S}$, определяемые булевым правилом

$$V_{ij}(S_i, S_j) = \begin{cases} 0, \ \mathbf{J}_{\text{вх}}(S_i) \neq \mathbf{J}_{\text{вых}}(S_j); \\ 1, \ \mathbf{J}_{\text{вх}}(S_i) = \mathbf{J}_{\text{вых}}(S_j). \end{cases} \tag{12}$$

Элемент $V_{ij}(S_i, S_j)=1$ при наличии информационной связности систем S_i, $S_j \subset \mathbf{S}$ на уровне входных/выходных параметров-переменных моделей их функционирования $\mathbf{J}(S_i)$, $\mathbf{J}(S_j)$ и, следовательно, существующем между ними канале обмена, $V_{ij}(S_i, S_j)=0$ — в случае отсутствия канала обмена.

Модель $\mathbf{J}(S_i)$ функционирования системы $S_i \subset \mathbf{S}$ представляет собой реализацию базовой математической модели оператора **J**, наилучшим образом преобразующего полное множество $\mathbf{X}_{\text{вх}}(S_i)=\{x_1, x_2, \ldots, x_x\}$ входных параметров системы в заданное множество $\mathbf{Y}_{\text{вых}}(S_i)=\{y_1, y_2, \ldots, y_y\}$ выходных параметров, таких что $\mathbf{Y}_{\text{вых}}(S_i)=\mathbf{J}\{\mathbf{X}_{\text{вх}}(S_i)\}$ или $\mathbf{X}(S_i) \xrightarrow{J} \mathbf{Y}(S_i)$.

Морфологический блок алгоритмов **J**(**S**) составляет матрица (модель функционирования комплекса БРЭО), в которой столбец соответствует наборам математических моделей $J_1, J_2, \ldots, J_s$ функционирования различных систем $S_1, S_2, \ldots, S_s \subset \mathbf{S}$, входящих в комплекс БРЭО, а строка — различным возможным вариантам математических моделей $J_{s1}, J_{s2}, \ldots, J_s$ работы систем одного и того же класса:

$$\mathbf{J}(\mathbf{S}) = \begin{pmatrix} J_{11}(S_1) & J_{12}(S_1) & \cdots & J_{1J_1}(S_1) \\ J_{21}(S_2) & J_{22}(S_2) & \cdots & J_{2J_2}(S_2) \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ J_{s1}(S_s) & J_{s2}(S_s) & \cdots & J_{sJ_s}(S_s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J_1(S_1) \\ J_2(S_2) \\ \cdots \\ J_s(S_s) \end{pmatrix}. \tag{13}$$

4. Определить параметры $\xi_i \in \mathbf{\Xi}$ системы, отражающие ее внутренние свойства. Параметры системы образуют множества технических, эксплуатационных, экономических и прочих показателей $\mathbf{\Xi}(\mathbf{S}) = \{\xi_1(\mathbf{S}), \xi_2(\mathbf{S}), \ldots, \xi_\zeta(\mathbf{S})\}$ комплекса БРЭО, выраженных (в частном случае аддитивно) через параметры векторов $\mathbf{\Psi}_{\text{д}} \subset \mathbf{\Psi}$, $\mathbf{\Psi}_{\text{с}} \subset \mathbf{\Psi}$, $\mathbf{\Psi}_{\text{м}} \subset \mathbf{\Psi}$, $\mathbf{\Psi}_{\text{и}} \subset \mathbf{\Psi}$, входящих в **S** подсистем $S_1, S_2, \ldots, S_s$. Векторы $\mathbf{\Psi}$, $\mathbf{\Xi}$ определяют модель параметров комплекса БРЭО.

Параметры вектора $\mathbf{\Psi}$ подсистем БРЭО образуют [11] ψ-мерное действительное векторное пространство $\mathbf{G}_\psi$ с базисом $\{\delta\} = \{\delta_1, \delta_2, \ldots, \delta_\psi\}$, заданное множеством из ψ линейно независимых векторов $\boldsymbol{\delta}_i$.

Любой вектор $\mathbf{\Psi}$ из этого пространства может быть представлен в виде разложения по заданному базису:

$$\mathbf{\Psi} = \sum_{i=1}^{\psi} \psi_i \boldsymbol{\delta}_i \,, \tag{14}$$

где $\psi_1, \psi_2, ..., \psi_\psi$ — координаты вектора $\mathbf{\Psi}$ в базисе $\{\delta\}$.

Линейный оператор преобразования A векторного пространства $\mathbf{G}_\psi$ считается заданным, если имеется некоторая функция векторного аргумента $f(\mathbf{\Psi})$, которая каждому вектору $\mathbf{\Psi}$ из пространства $\mathbf{G}_\psi$ параметров подсистем комплекса БРЭО ставит в соответствие другой вектор $\mathbf{\Xi}$ из пространства $\mathbf{G}_\Xi$ параметров комплекса в целом таким образом, что

$$\mathbf{\Xi} = f(\mathbf{\Psi}) = A\mathbf{\Psi}\,, \tag{15}$$

и при этом сохраняются следующие линейные операции:

$$A(\mathbf{\Psi}_1 + \mathbf{\Psi}_2) = A(\mathbf{\Psi}_1) + A(\mathbf{\Psi}_2)\,,\ A(\alpha\mathbf{\Psi}) = \alpha(A\mathbf{\Psi}), \tag{16}$$

где α — произвольная константа.

Таким образом, формализуется основная проблема исследования комплекса БРЭО как объекта проектирования — поиск решения по однозначному переводу множества предъявляемых к конкретной системе требований ТТЗ в базис ее проектных, исследуемых и реализуемых характеристик.

Линейное преобразование (15) определяет отображение $\mathbf{G}_\psi \xrightarrow{f} \mathbf{G}_\Xi$ пространства $\mathbf{G}_\psi$ в пространство $\mathbf{G}_\Xi$. Оператор A является несобственным оператором, так как в общем случае изменяет размерность исходного множества $\mathbf{\Psi}$.

Базисные векторы $\boldsymbol{\delta}_1, \boldsymbol{\delta}_2, ..., \boldsymbol{\delta}_\psi$, как и всякие другие, также можно подвергнуть действию линейного оператора A. Полученные новые векторы $A\boldsymbol{\delta}_1, A\boldsymbol{\delta}_2, ..., A\boldsymbol{\delta}_\psi$ можно снова разложить по тому же базису $\{\delta\}$:

$$A\boldsymbol{\delta}_j = \sum_{i=1}^{\psi} a_{ij}\boldsymbol{\delta}_i\ , j = 1, 2, \ldots, \psi.$$

Коэффициенты a_{ij}, $i, j = 1, 2, \ldots, \psi$, определяют $\psi\times\psi$-матрицу $A = \left[a_{ij}\right]$ как ядро оператора A в базисе $\{\delta\}$. Столбцы этой матрицы представляют собой координаты векторов $A\boldsymbol{\delta}_i$ в базисе $\{\delta\}$. С учетом разложения (14) и линейных свойств (16) выражение (15) примет вид

$$\mathbf{\Xi} = A\mathbf{\Psi} = \mathbf{A}\sum_{j=1}^{\psi}\psi_j\boldsymbol{\delta}_j = \sum_{j=1}^{\psi}\psi_j A\boldsymbol{\delta}_j = \sum_{j=1}^{\psi}\psi_j\sum_{i=1}^{\psi}a_{ij}\boldsymbol{\delta}_i = \sum_{i=1}^{\psi}\left(\sum_{j=1}^{\psi}a_{ij}\psi_j\right)\boldsymbol{\delta}_i = \sum_{i=1}^{\psi}\xi_i\boldsymbol{\delta}_i = \mathbf{\Xi}.$$

Таким образом, координаты вектора $\mathbf{\Xi}$ параметров комплекса БРЭО в базисе $\{\delta\}$ определяются как

$$\xi_i = \sum_{j=1}^{\psi} a_{ij}\psi_j\ ,\ i=1, 2, \ldots, \psi,$$

или в матричной форме (через вектор $\mathbf{\Psi}$ параметров подсистем) $\mathbf{\Xi} = A\mathbf{\Psi}$. Здесь координаты ψ_j вектора $\mathbf{\Psi}$ и координаты ξ_i вектора $\mathbf{\Xi}$ отнесены к одному и тому же базису $\{\delta\} = \left\{\boldsymbol{\delta}_1, \boldsymbol{\delta}_2, ..., \boldsymbol{\delta}_\psi\right\}$ пространства $\mathbf{G}_\psi$.

Поскольку векторы $\mathbf{\Psi}$ и $\mathbf{\Xi}$ относятся к разным пространствам, соответственно $\mathbf{G}_\psi$ (для подсистем) и $\mathbf{G}_\Xi$ (для комплекса БРЭО в целом), то матрица преобразования A в общем

случае является не квадратной $\psi\times\psi$, а прямоугольной $\zeta\times\psi$-матрицей.

Область допустимых значений элементов вектора параметров Ξ составляет система неравенств, заданных в ТТЗ на комплекс БРЭО в целом или поэлементно (в частных ТТЗ на входящую аппаратуру);

$$\min_{\text{ТТЗ}}\{\xi_i(\mathbf{S})\} \le \xi_i(\mathbf{S}) \le \max_{\text{ТТЗ}}\{\xi_i(\mathbf{S})\},\ i=1, 2, \ldots, \varsigma;$$

$$\min_{\text{ТТЗ}}\{\psi_j(S_i)\} \le \psi_j(S_{in}) \le \max_{\text{ТТЗ}}\{\psi_j(S_i)\},$$

$$j=1, 2, \ldots, \psi,\quad i=1, 2, \ldots, s,\quad n=1, 2, \ldots, m.$$

Таким образом, решением задачи структурного синтеза комплекса БРЭО фактически является нахождение матрицы $\mathbf{V}(\mathbf{S})$, а решением задачи параметрического синтеза — нахождение значений параметров вектора $\Xi(\mathbf{S})$ для проектируемой системы $\mathbf{S}$.

Заключение. Комплексу БРЭО как объекту проектирования присущи все характерные признаки сложной технической системы: многомерность, многообразие структуры, многообразие природы элементов, многосвязность элементов, многоканальность, многорежимность, многокритериальность. Процесс проектирования комплекса также является многофакторным.

При использовании традиционных методов и средств проектирования комплекса БРЭО отсутствует строгое обоснование вида его структуры и вектора структурных переменных, поэтому исследования методов и алгоритмов решения этой научной проблемы, основанные на последовательном применении методов системного анализа, являются сегодня востребованными и актуальными.

Совокупность математических моделей комплекса БРЭО составляют: модель состава, модель структуры, модель параметров и модель функционирования.

Методика многоцелевой оптимизации сложных технических систем, к которым относится БРЭО, базируется на методологии системного подхода, согласно которой осуществляется декомпозиция проектируемого объекта функционирования на частные объекты, представляемые в виде функциональных и параметрических требований, а также декомпозиция объекта на структуру, отражающую его внешние свойства, и параметры, характеризующие его внутренние свойства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Ефанов В. Н., Жданов О. Э.* Процедуры экспертного оценивания эффективности интегрированных комплексов бортового оборудования // Аэрокосмическое приборостроение России в трудах специалистов корпорации „Аэрокосмическое оборудование“ (1998—2003 гг.) / Под ред. *С. Д. Бодрунова*. СПб: Изд-во ОАО „Пирометр“, 2003. Ч. 2. С. 76—89.

2. *Джанджгава Г. И., Герасимов Г. И., Рогалев А. П.* и др. Концепция создания интегрированных комплексов бортового оборудования летательных аппаратов нового поколения // Авиакосмическое приборостроение. 2002. № 6. С. 3—8.

3. *Бражкин В. М., Герасимов Г. И.* Развитие интегрированных комплексов бортового оборудования самолетов нового поколения // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 2. С. 24—29.

4. *Ротина В. Ю., Стрижевский В. С., Видин Б. В.* Автоматизация проектирования пилотажно-навигационных комплексов / Под ред. *В. П. Говядина.* М.: Машиностроение, 1976. 462 с.

5. *Гранкин Б. К., Козлов В. В., Лысенко И. В.* Принципы декомпозиции сложных объектов в проектных исследованиях // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 6. С. 2—6.

6. *Парамонов П. П.* Основы проектирования авионики. Тула: Гриф и К, 2003. 228 с.

7. *Моисеев Н. Н.* Математические задачи системного анализа. М.: Наука, 1981. 488 с.

8. *Перегудов Ф. И., Тарасенко Ф. П.* Введение в системный анализ: Учеб. для вузов. М.: Высш. школа, 1989. 367 с.

9. *Чебраков Ю. В.* Системный подход к прецизионным исследованиям. СПб: Изд-во Санкт-Петербург. ун-та, 1992. 167 с.

10. *Шмелев В. Н.* Системный подход при научном обосновании требований, включаемых в ТТЗ на разработку новых образцов бортовой радиоэлектронной аппаратуры летательных аппаратов // Мир авионики. 2000. № 3. С. 35—36.

11. *Губанов В. С.* Обобщенный метод наименьших квадратов. Теория и применение в астронометрии. СПб: Наука, 1997. 318 с.

Сведения об авторах

Павел Павлович Парамонов — д-р техн. наук, профессор; ОКБ „Электроавтоматика“, Санкт-Петербург; директор; E-mail: postmaster@elavt.spb.ru

Юрий Арменакович Гатчин — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра проектирования компьютерных систем; E-mail: gatchin@ifmo.ru

Борис Викторович Видин — канд. техн. наук, профессор; ОКБ „Электроавтоматика“, Санкт-Петербург; зам. главного конструктора; E-mail: postmaster@elavt.spb.ru

Игорь Олегович Жаринов — канд. техн. наук, доцент; ОКБ „Электроавтоматика“, Санкт-Петербург; нач. отдела; E-mail: igor_rabota@pisem.net

Олег Олегович Жаринов — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра вычислительных и электронных систем; E-mail: zharinov@hotbox.ru

Рекомендована кафедрой проектирования компьютерных систем СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию 18.01.10 г.

УДК 519.216

А. В. Денисов, А. П. Филимонов

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ МОМЕНТА НАРУШЕНИЯ СТАЦИОНАРНОСТИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

Доказывается высокая информативная значимость изменения числа инверсий случайного процесса для выявления момента нарушения стационарного режима работы сложной динамической системы. Рассматриваются два критерия: параметрический, связанный с представлением дисперсий элементарных гармонических составляющих канонического разложения случайного узкополосного процесса в виде координат вектора в гильбертовом пространстве, и непараметрический, позволяющий обнаружить тренд при условии широкой априорной неопределенности процесса.

Ключевые слова: *выбросы случайных процессов, оценивание сигналов, фильтрация сигналов, каноническое представление случайного процесса.*

Современные технические средства позволяют существенно повысить эффективность измерений и фильтрацию случайных сигналов. Задачи обнаружения трендов и выявления моментов нарушения стационарности случайного процесса на фоне существенных помех часто возникают при измерении характеристик геофизических сигналов для определения границ месторождений полезных ископаемых (особенно с подвижных оснований), при информационно-аналитическом сопровождении геофизических работ, при обнаружении аварийных ситуаций в работе сложной динамической системы (какой является, например, плавучая буровая станция). Для решения подобных задач используется функциональная обработка

получаемой информации и логические фильтры. Подход, связанный с вычислением среднеквадратического отклонения (СКО) и спектральной плотности, недостаточно чувствителен к отдельным выбросам сигнала, которые несут полезную информацию, а распространенные интегральные фильтры порой не обладают требуемым быстродействием.

В настоящей статье предлагается использовать для математической обработки информации метод параметрической статистики, связанный с минимизацией количества членов канонического разложения, а также метод непараметрической статистики. В обоих случаях важно правильно определить вид изучаемого процесса. Использование непараметрических методов [1, 2] упрощает функциональную и структурную схему устройств обнаружения момента нарушения стационарности процесса при сохранении степени достоверности принятия решений.

Рассмотрим один из параметрических критериев, для чего установим связь между среднестатистическим числом инверсий [3, 4] и параметрами канонического представления [5—7] случайного процесса (СП), который будем считать узкополосным. Важность рассмотрения этого случая связана с квазипериодическим изменением некоторых параметров во времени при изучении различных технологических процессов. Исследуем стационарный СП $a(t)$, который будем полагать нормальным и центрированным, а также дифференцируемым. Пусть на конечном интервале времени Δt процесс имеет N пересечений с пороговым значением $a(t)=0$. В этом случае $\overline{N}$ за время Δt определяется как [3, 4]

$$\overline{N}=\frac{\Delta t}{\pi}\frac{\sigma_{\dot a}}{\sigma_a}, \tag{1}$$

где σ_a и $\sigma_{\dot a}$ — соответственно СКО функции $a(t)$ и ее производной $\dot a=\dfrac{da}{dt}$.

Из формулы (1) следует, что хотя $\overline{N}$ и зависит от σ_a, но информативным признаком стационарности процесса является отношение указанных СКО. Процесс $\dot a(t)$ также является узкополосным.

Сформируем для процесса $\dot a(t)$ с нулевым средним значением и дисперсией $\sigma_{\dot a}^2$ его каноническое представление [5] в виде тригонометрического ряда на интервале $\left(-\dfrac{T}{2},\dfrac{T}{2}\right)$:

$$\dot a(t)=\sum_{l=0}^{\infty}\left[A_l\cos\left(\frac{2\pi l}{T}t\right)+B_l\sin\left(\frac{2\pi l}{T}t\right)\right], \tag{2}$$

где A_l и B_l — некоррелированные между собой при разных значениях l случайные величины, распределенные по нормальному закону, имеющие нулевые математические ожидания и дисперсии σ_l^2, сумма которых равна $\sigma_{\dot a}^2$; при выборе периода разложения T целесообразно использовать оптимальные параметры канонического разложения [7].

В качестве математической модели процесса $\dot a(t)$ зададим его корреляционную функцию $K(\tau)$ в следующем виде [7]: на интервале $|\tau|\le T/2$ представим ее в виде произведения огибающей, характеризующейся параметром Ω, и гармонического заполнения с частотой β:

$$K(\tau)=\sigma^2\left(\frac{\sin\Omega\tau}{\Omega\tau}\right)^2\cos\beta\tau,$$

а при $|\tau|>T/2$ положим $K(\tau)=0$. С ростом $|\tau|$ огибающая корреляционной функции впервые обращается в нуль при $\tau=\pm\pi/\Omega$. Интервал между этими двумя точками будем считать периодом T, на котором процесс $\dot a(t)$ представлен в виде уравнения (2), затем продолжим это

представление на всю временную ось t, при этом функция $\dot{a}(t)$ останется непрерывной. Дисперсии элементарных гармонических составляющих в этом случае определяются формулами

$$\sigma_0^2 = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} K(\tau)d\tau, \tag{3}$$

$$\sigma_l^2 = \frac{4}{T}\int_0^{T/2} K(\tau)\cos\left(\frac{2\pi l}{T}\tau\right)d\tau,\ T = \frac{\pi}{\Omega}.$$

Выбор указанного периода разложения обусловлен, во-первых, быстрым уменьшением дисперсии высокочастотных составляющих процесса [7], так что в каноническом представлении достаточно учесть только несколько первых гармоник; во-вторых, задание корреляционной функции при всех значениях τ с формальной точки зрения требует наличия бесконечной выборки, что практически невозможно.

В соответствии с физической сущностью многих случайных процессов в представлении СП $\dot{a}(t)$ должна отсутствовать постоянная составляющая σ_0^2. При выборе указанного периода T величина σ_0^2 (см. формулу (3)) отсутствует только в двух случаях: если $\Omega/\beta \approx 0,30$ или $\Omega/\beta \approx 0,42$. В обоих случаях можно ограничиться первой, второй и третьей гармониками, исключив высокочастотные элементарные процессы, дисперсии которых много меньше дисперсии анализируемого СП:

$$\dot{a}(t) \approx \sum_{l=1}^{3}\left[A_l\cos\left(\frac{2\pi l}{T}t\right) + B_l\sin\left(\frac{2\pi l}{T}t\right)\right]. \tag{4}$$

При $\Omega/\beta \approx 0,42$ получаем: $\sigma_1^2 = 0,15\sigma_{\dot{a}}^2$, $\sigma_2^2 = 0,45\sigma_{\dot{a}}^2$, $\sigma_3^2 = 0,30\sigma_{\dot{a}}^2$.

Поскольку ряд (2) мажорируется сходящимся положительным числовым рядом, членами которого являются дисперсии элементарных составляющих, то его можно почленно проинтегрировать. Интегрируя соотношение (4) и полагая постоянную интегрирования равной нулю, получаем приближенное каноническое представление для $a(t)$, согласно которому находим среднеквадратическое отклонение σ_a исходного СП $a(t)$:

$$\sigma_a \approx \frac{\sigma_a}{\Omega}\sqrt{\sigma_1^2 + \frac{1}{4}\sigma_2^2 + \frac{1}{9}\sigma_3^2}.$$

С учетом этого соотношения формула (1) примет следующий вид:

$$\bar{N} \approx \frac{\Delta t}{\pi}2\Omega.$$

При рассмотрении узкополосного случайного процесса изменение значения Ω можно использовать как критерий, характеризующий нарушение стационарного режима СП. Целесообразно, однако, в качестве информативного признака рассматривать дисперсии элементарных процессов, которые можно представить в виде координат вектора в конечномерном гильбертовом пространстве. Этот вектор полностью характеризует СП. Затем можно разделить данное пространство на множества (классы) таким образом, чтобы расстояние между ними было наибольшим, а время, необходимое для идентификации принадлежности вектора к какому-либо классу, было наименьшим.

В случае когда априорная информация о процессе отсутствует или график спектральной плотности характеризуется наличием ряда максимумов на близкорасположенных частотах, для выявления момента нарушения стационарного режима целесообразно использовать метод нелинейной фильтрации сигналов, связанный с суммированием отклонений N от нулевого значения с учетом весовых коэффициентов.

Рассмотрим этот вопрос с общих позиций. Для обнаружения тренда следует использовать непараметрическую форму задания *J*-критерия в виде

$$J = \pm b + \left(\sum_{i=1}^{m} k_i D_i + cF \right) S, \qquad (5)$$

где S — вектор-столбец информационных сигналов, полученных по m каналам; b — вектор-столбец, определяемый как стартовая пороговая точка в *m*-мерном пространстве; c — коэффициент, характеризующий доверительную вероятность обнаружения тренда (он может, например, соответствовать ряду коэффициентов Стьюдента для нормального распределения СП); F — функциональная квадратная матрица ($m \times m$) непараметрического преобразования сигналов; D_i — квадратные матрицы ($m \times m$) для нелинейной обработки входного (векторного) сигнала $a(t)$; k_i — весовые коэффициенты, зависящие от стохастических характеристик сигнала $a(t)$ и измерительных каналов, с помощью коэффициентов k_i можно повысить чувствительность критерия в каждом конкретном случае, не изменяя непосредственно матрицы D_i и время принятия решения.

На основе априорной информации строятся далее вектор-столбцы $J_{\min}$, $J_{\max}$, определяющие граничные значения для каждого информационного параметра. Разность $J_{\max} - J_{\min}$ формирует новый вектор-столбец, по которому можно судить о наличии тренда и о нарушении стационарности режима работы системы.

Проверка этого критерия (в более упрощенном виде — для одного измерительного канала) была осуществлена авторами в НЦ „Вагоны“ Петербургского государственного университета путей сообщения. Для обнаружения схода колесной пары грузового вагона были проведены компьютерное моделирование и натурный эксперимент. Установлено, что „интегральные критерии“ (СКО и основанные на вычислении спектральной плотности) в этом случае неэффективны, а использование непараметрического критерия, подобного приведенному в формуле (5), позволяет зафиксировать время схода вагона при максимальной скорости его движения и при любой шпальной неровности не более чем за 2 с. Эта задача была решена в аналого-цифровом варианте с использованием микропроцессорного устройства, при этом предварительная фильтрация сигнала выполнялась посредством аналоговой части схемы. Был реализован алгоритм, автоматически обнаруживающий и выделяющий тренд в темпе поступления данных, т.е. в реальном масштабе времени. В простейшем случае одноканальной системы графики функций $J_{\min}(N)$ и $J_{\max}(N)$ разделяют пространство (J, N) на область $J_{\min}(N) \le J(N) \le J_{\max}(N)$, в которой процесс стационарен, и две области $J(N) > J_{\max}(N)$, $J_{\min}(N) > J(N)$, в которых процесс становится нестационарным с возрастающим или убывающим трендом.

Таким образом, непараметрическая форма оценки реализаций СП обладает простотой использования и имеет широкую область применения, что существенно улучшает эффективность решения задачи анализа случайных процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Дмитриев Ю. Г., Кошкин Г. М.* Непараметрическое оценивание сигналов. М.: Наука, 1997. 336 с.

2. *Тарасенко Ф. П.* Непараметрическая статистика. Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1976. 292 с.

3. *Светлицкий В. А.* Случайные колебания механических систем. М.: Машиностроение, 1976. 216 с.

4. *Тихонов В. И.* Выбросы случайных процессов // Успехи физ. наук. 1962. Т. 77, вып. 3. С. 449—480.

5. *Пугачёв В. С.* Теория случайных функций и ее применение. М.: Физматгиз, 1962. 720 с.

6. *Райс С.* Теория флуктуационных шумов // Теория передачи электрических сигналов при наличии помех: Сб. переводов / Под ред. *Н. А. Железнова*. М.: Изд-во иностр. лит., 1953. С. 88—238.

7. *Филимонов А. П., Денисов А. В.* Выбор параметров канонического разложения узкополосного случайного процесса // Изв. вузов. Приборостроение. 2007. Т. 50, № 8. С. 48—53.

Сведения об авторах

Александр Владимирович Денисов — канд. физ-мат. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный горный институт им. Г. В. Плеханова (ТУ), кафедра высшей математики; E-mail: rectorat@spmi.ru

Анатолий Павлович Филимонов — канд. техн. наук, доцент; Петербургский государственный университет путей сообщения, кафедра физики; E-mail: pgups200@rambler.ru

Рекомендована кафедрой
высшей математики СПбГГИ (ТУ)

Поступила в редакцию
23.10.09 г.

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 62-506

А. П. Климов, О. А. Ремизова, И. В. Рудакова, А. Л. Фокин

ДОСТИЖЕНИЕ РОБАСТНОСТИ СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ, СИНТЕЗИРОВАННОЙ НА ОСНОВЕ КВАДРАТИЧНОЙ ТЕОРИИ

Для уменьшения чувствительности системы стабилизации к параметрической неопределенности объекта управления разработана процедура синтеза, основанная на искусственном разделении движений объекта и расширении динамической модели. Методика представлена в рамках H^2-оптимального управления и линейной квадратичной гауссовой задачи.

Ключевые слова: *неопределенность, интегральный квадратичный функционал, случайные возмущения, номинальная модель, расширенная модель, демпфирование, точность, параметры.*

Введение. Системы управления, синтезированные посредством минимизации интегрального квадратичного функционала, отличаются достаточно большой чувствительностью регулируемой величины к вариациям параметров объекта. Проблема повышения грубости таких систем сформулирована достаточно давно [1], но не потеряла актуальности до настоящего времени [2, 3], так как современные требования к системам стабилизации диктуют необходимость решения задачи для заданного класса возмущений при наличии параметрической неопределенности модели объекта управления.

В линейной квадратичной теории при решении задачи синтеза обычно рассматривают одну из трех задач оптимального управления с квадратичным функционалом: аналитическое конструирование оптимальных регуляторов (АКОР), линейную квадратичную гауссову задачу (ЛКГ) и H^2-оптимальное управление. Проблема уменьшения чувствительности к неопределенности модели объекта в рамках решения задачи АКОР достаточно подробно рассмотрена в работах [4—6]. В настоящей статье при помощи аналогичного подхода рассматриваются задача синтеза H^2-оптимального регулятора и ЛКГ-задача.

В основе предлагаемого метода лежит идея, которая может быть сформулирована в виде следующего утверждения.

Утверждение. Пусть вектор состояния $x_0(t)$ линейного объекта можно разделить на две составляющие $\Delta x_1(t)$ и $x_1(t)$, которые в сумме для любого момента времени дают исходный вектор состояния

$$x_0(t)=\Delta x_1(t)+x_1(t). \qquad (1)$$

Пусть для номинальной линейной модели (полностью известной) решается задача синтеза регулятора выхода при дополнительном условии, что при этом также осуществляется взаимная частичная компенсация выделенных составляющих вектора состояния во время пе-

реходного процесса. Тогда полученный алгоритм управления является робастным. При этом предполагается одновременная устойчивость или неустойчивость номинальной и реальной моделей объекта.

Этот подход к управлению был опробован при построении робастных систем управления конкретными технологическими процессами [7—9]. Частичная компенсация составляющих $\Delta x_1(t)$ и $x_1(t)$ приводит к частичной компенсации влияния неопределенности объекта на вектор состояния, так как каждая составляющая зависит от действия фактора неопределенности, и в процессе их взаимной компенсации компенсируется также действие фактора неопределенности на вектор состояния. Таким образом, здесь выполняется опосредованная компенсация неопределенности объекта через искусственное разделение его движения на две составляющие с их последующей взаимной компенсацией.

Основной результат. Рассмотрим структурную схему H^2-оптимальной системы управления (рис. 1). На входе системы действует возмущение $w(t)$. Это может быть белый шум или окрашенный случайный шум. Ставится задача выбора управления $K(p)$, которое минимизирует H^2-норму передаточной матрицы $T_{zw}(p)$.

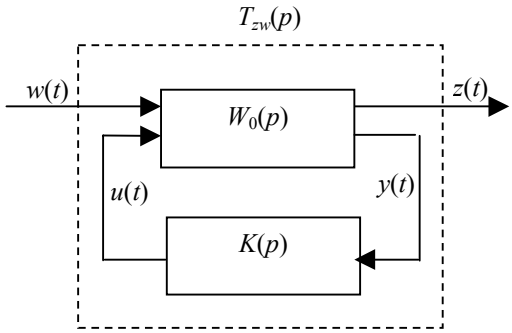


Рис. 1

Рассмотрим уравнения состояния объекта:

$$\dot{x}_0 = Ax_0 + B_1 w + B_2 u, \quad x_0(t_0) = x_0^0; \tag{2}$$

$$z_0 = C_1 x_0; \tag{3}$$

$$y_0 = C_2 x_0 + n_y, \tag{4}$$

где $x_0 \in R^n$ — вектор состояния; $u \in R^m$ — вектор управления; $w \in R^l$ — вектор возмущения объекта; $z_0 \in R^\nu$ — вектор контролируемых переменных; y_0 — вектор выходных переменных, которые используются для управления; C_1, C_2 — матрицы наблюдения; $n_y \in R^r$ — помеха при измерении; $A = A^0 + \Delta A$, $B_1 = B_1^0 + \Delta B_1$, $B_2 = B_2^0 + \Delta B_2$, A^0, B_1^0, B_2^0 — номинальные значения матриц, $\Delta A, \Delta B_1, \Delta B_2$ — параметрическая неопределенность модели.

Далее рассматривается номинальная модель объекта вида (2)—(4) при $A = A^0$, $B_1 = B_1^0$, $B_2 = B_2^0$.

Достижение робастности H^2-оптимальной системы управления. Для достижения робастности H^2-оптимального управления к параметрической неопределенности матриц A, B_1, B_2 расширим номинальную модель объекта (2)—(4) за счет пропускания всех компонент вектора состояния x_0 через неминимально фазовый фильтр [5, 6]:

$$x_1(p) = W_{ф1}(p) x_0(p) = \frac{1 - T_{ф1} p}{1 + T_{ф2} p} x_0(p), \tag{5}$$

где $W_{ф1}(p)$ — передаточная матрица фильтра, $T_{ф1}, T_{ф2}$ — постоянные времени фильтра.

Использование неминимально фазовой передаточной функции (5) обусловлено возможностью увеличения сдвига по фазе между составляющими Δx_1 и x_1 (см. формулу (1)), что способствует улучшению качества частичной взаимной компенсации, как показано в работе [5].

Тогда расширенная номинальная модель объекта преобразуется к следующему виду:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1^1 w + B_2^1 u\,,\quad x(t_0) = \begin{bmatrix} \left(x_0^0\right)^T & 0 \end{bmatrix}^T; \tag{6}$$

$$z = M_n D x\,; \tag{7}$$

$$y = C_2^1 x + n_y\,, \tag{8}$$

где $A_1 = \begin{bmatrix} \beta A^0 - T_{ф2}^{-1} I & \beta A^0 \\ T_{ф2}^{-1}\left(I - T_{ф1} A^0\right) & -T_{ф2}^{-1} T_{ф1} A^0 \end{bmatrix}$, $B_1^1 = \begin{bmatrix} \beta B_1^0 \\ -T_{ф2}^{-1} T_{ф1} B_1^0 \end{bmatrix}$, $B_2^1 = \begin{bmatrix} \beta B_2^0 \\ -T_{ф2}^{-1} T_{ф1} B_2^0 \end{bmatrix}$, $x = \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ x_1 \end{bmatrix}$ — вектор состояния расширенной модели объекта; $\beta = 1 + T_{ф2}^{-1} T_{ф1}$, $D = \begin{bmatrix} d_1 I & d_2 I \end{bmatrix}$, $d_1 \neq d_2$, $d_1, d_2 > 0$; $M_n = \mathrm{diag}\{m_i\}_{i=1}^n$; $\Delta x_1 = x_0 - x_1$; $C_2^1 = \begin{bmatrix} C_2 & C_2 \end{bmatrix}$, I — единичная матрица.

Здесь в качестве контролируемой рассматривается новая векторная переменная $z = M_n D x$ размерности n, которая показана на рис. 1. В работах [5, 6] доказано, что, во-первых, решение задачи стабилизации для расширенной модели приводит к решению задачи стабилизации для исходной модели, а во-вторых, при минимизации квадратичного интегрального функционала, зависящего от вектора (7), происходит взаимная частичная покомпонентная компенсация векторных составляющих $\Delta x_1(t)$ и $x_1(t)$ расширенного вектора состояния x. Поэтому далее, в соответствии с постановкой задачи H^2-оптимального управления, рассматривается задача минимизации H^2-нормы передаточной матрицы $T_{zw}(p)$, показанной на рис. 1. Решение задачи зависит от выбора параметров $T_{ф1}, T_{ф2}, d_1, d_2$, m_i, $i = 1, ..., n$. Это позволяет, находясь в классе робастных систем, варьировать другие, кроме робастности, качественные показатели системы.

Чтобы применить стандартную процедуру синтеза H^2-оптимального управления, уравнения (6)—(8) следует представить в стандартной форме. Для этого дополнительно расширим контролируемый вектор z (как это сделано в работе [10]) за счет добавления к нему вектора управления, таким образом, новая переменная будет $z_1^T = \begin{bmatrix} z^T & u^T \end{bmatrix}$. Тогда расширенная модель объекта примет следующий вид:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1^2 w_1 + B_2^2 u\,,\quad x(t_0) = \begin{bmatrix} \left(x_0^0\right)^T & 0 \end{bmatrix}^T; \tag{9}$$

$$z_1 = C_1^2 x + D_{12} u\,; \tag{10}$$

$$y = C_2^2 x + D_{21} w_1\,, \tag{11}$$

где

$$B_1^2 = \begin{bmatrix} B_1^1, 0 \end{bmatrix},\ B_2^2 = B_2^1,\ C_2^2 = C_2^1 = \begin{bmatrix} C_2^0, C_2^0 \end{bmatrix},\ D_{21} = \begin{bmatrix} 0, I \end{bmatrix},$$

$$C_1^2 = \begin{bmatrix} M_n D \\ 0 \end{bmatrix},\ D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix},\ w_1 = \begin{bmatrix} w \\ n_y \end{bmatrix},\ z_1 = \begin{bmatrix} z \\ u \end{bmatrix}.$$

При этом легко проверить выполнение равенств, которые участвуют в стандартной процедуре синтеза:

$$D_{12}^T \begin{bmatrix} C_1^2 & D_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix},\quad \begin{bmatrix} B_1^2 \\ D_{21} \end{bmatrix} D_{21}^T = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}. \tag{12}$$

Оптимальный алгоритм управления получается путем решения двух уравнений Риккати:

$$A_1^T x_2 + x_2 A_1 - x_2 B_2^2 \left(B_2^2\right)^T x_2 + \left(C_1^2\right)^T C_1^2 = 0, \tag{13}$$

$$A_1 y_2 + y_2 A_1^T - y_2 \left(C_2^2\right)^T C_2^2 y_2 + B_1^2 \left(B_1^2\right)^T = 0. \tag{14}$$

Вычисляя матрицы

$$F_2 = -\left(B_2^2\right)^T x_2,\ L_2 = -y_2 \left(C_2^2\right)^T,\ \hat{A}_2 = A_1 + B_2^2 F_2 + L_2 C_2^2, \tag{15}$$

получаем единственное H^2-оптимальное решение, которое имеет вид

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}_2 \hat{x} - L_2 y, \tag{16}$$

$$u = F_2 \hat{x}. \tag{17}$$

Этому представлению $\left(\hat{A}_2, -L_2, F_2, 0\right)$ соответствует передаточная функция регулятора $W_p\left(p\right)$, которая может быть определена в среде MatLab. Полученное решение зависит от параметров $T_{ф1}, T_{ф2}, d_1, d_2$, m_i, $i = 1, ..., n$, расширенной модели. Практика вычислений показывает, что быстродействие системы зависит в основном от соотношения постоянных времени $T_{ф1}, T_{ф2}$, а показатели демпфирования — от соотношения d_1, d_2. Влияние параметров m_i, $i = 1, ..., n$, незначительно.

Достижение робастности при решении ЛКГ-задачи управления. Рассмотрим уравнения состояния объекта [11]:

$$\dot{x}_0 = A x_0 + B u + V_0, \quad x_0\left(t_0\right) = x_0^0; \tag{18}$$

$$y_0 = C^0 x_0 + V_н, \tag{19}$$

где V_0, $V_н$ — гауссовы белые шумы, x_0^0 — гауссова случайная величина; V_0, $V_н$ и x_0^0 не коррелированы и имеют следующие характеристики:

$$\left.\begin{aligned} &M\left[x_0^0\right] = \bar{x}_0^0,\ M\left[\left(x_0^0 - \bar{x}_0^0\right)\left(x_0^0 - \bar{x}_0^0\right)^T\right] = P_0; \\ &M\left[V_0(t)\right] = 0,\ M\left[V_0(t) V_0^T(t')\right] = Q_0(t)\delta(t - t'); \\ &M\left[V_н(t)\right] = 0,\ M\left[V_н(t) V_н^T(t')\right] = R_0(t)\delta(t - t'), \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

где M — определение математического ожидания, R_0 — положительно-определенная матрица, P_0, Q_0 — положительно-полуопределенные матрицы.

Матрицы A, B имеют параметрическую неопределенность: $A = A^0 + \Delta A$, $B = B^0 + \Delta B$. Для номинальной модели предполагается, что пара $\left(A^0, B^0\right)$ управляема, пара $\left(A^0, C^0\right)$ наблюдаема. Для расширения модели, как и ранее, используем неминимально фазовый фильтр (5). Тогда расширенная номинальная модель порядка $2n$ по аналогии с выражениями (6)—(8) примет следующий вид:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u + V_0^1, \quad x\left(t_0\right) = \begin{bmatrix} \left(x_0^0\right)^T & 0 \end{bmatrix}^T; \tag{21}$$

$$y_0 = C_1 x + V_н^1, \tag{22}$$

где матрица A_1 совпадает с соответствующей матрицей в формуле (6), $C_1 = \begin{bmatrix} C^0 & C^0 \end{bmatrix}$, $B_1 = \begin{bmatrix} \beta\left(B^0\right)^T & -T_{ф2}^{-1}T_{ф1}\left(B^0\right)^T \end{bmatrix}^T$;

$$\left.\begin{aligned} &M\left[x(t_0)\right]=\bar{x},\ M\left[\left(x(t_0)-\bar{x}\right)\left(x(t_0)-\bar{x}_0^0\right)^T\right]=P_1;\\ &M\left[V_0^1(t)\right]=0,\ M\left[V_0^1(t)\left(V_0^1(t')\right)^T\right]=Q_1(t)\delta(t-t');\\ &M\left[V_н^1(t)\right]=0,\ M\left[V_н^1(t)\left(V_н^1(t')\right)^T\right]=R_1(t)\delta(t-t');\end{aligned}\right\} \tag{23}$$

$$Q_1=\begin{bmatrix} \beta I \\ -T_{ф2}^{-1}T_{ф1}I \end{bmatrix} Q_0 \begin{bmatrix} \beta I & -T_{ф2}^{-1}T_{ф1}I \end{bmatrix},\ P_1=\begin{bmatrix} P_0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},\ R_1=R_0>0. \tag{24}$$

Минимизируемый функционал для расширенной модели имеет вид

$$J=M\left\{\int_0^\infty \left[x^T(t)D^T M_n{}^2 Dx(t)+u^T(t)Ru(t)\right]dt\right\},\quad R>0. \tag{25}$$

Оптимальное управление

$$u(t)=-K\hat{x}(t), \tag{26}$$

где $K=R^{-1}\left(B^0\right)^T P$, $P^T=P>0$ — решение матричного уравнения Риккати

$$A_1^T P+PA_1-PB_1R^{-1}B_1^T P+D^T M_n{}^2 D=0; \tag{27}$$

оптимальная оценка $\hat{x}(t)$ определяется с помощью фильтра Калмана — Бьюси

$$\dot{\hat{x}}=A_1\hat{x}+B_1u+K^0(y_0-C_1\hat{x}),\ \hat{x}(t_0)=\bar{x}, \tag{28}$$

где $K^0=LC_1^T R_1^{-1}$, $L^T=L>0$ — решение матричного уравнения Риккати

$$A_1L+LA_1^T-LC_1^T R_1^{-1}C_1L+Q_1=0. \tag{29}$$

Передаточная функция регулятора выхода может быть получена на основе представления $\left(A_1-B_1K-K^0C_1,\ K^0,\ -K,\ 0\right)$ в среде MatLab.

Пример. Рассмотрим задачу стабилизации для объекта с передаточной функцией

$$W_0(p)=\frac{0{,}325}{(6p+1)^4}. \tag{30}$$

При построении регулятора выхода для обеспечения астатизма системы к возмущению на входе объекта дополнительно введем интегратор, который структурно относится к регулятору. В результате получим для номинальной передаточной функции (30) представление $\left(A^0,\ B_2^0,\ C_2^0,\ 0\right)$, которое соответствует номинальной модели (18), (19), с матрицами вида

$$A^0=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -0{,}0008 & -0{,}0185 & -0{,}1667 & -0{,}6667 \end{bmatrix},\ B^0=\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0{,}25\cdot 10^{-3} \end{bmatrix},$$

$$C^0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

При $Q_0 = I$, $R_0 = 1$, $R = 10$ для исходной ЛКГ-задачи управления получим регулятор выхода с передаточной функцией

$$W_{\text{р}}(p) = k(p)/(pl(p)), \tag{31}$$

где

$$k(p) = 0{,}0958p^4 + 0{,}0645p^3 + 0{,}0164p^2 + 0{,}0018p + 7{,}93 \cdot 10^{-5},$$

$$l(p) = p^5 + 0{,}88p^4 + 0{,}33p^3 + 0{,}07p^2 + 0{,}009p + 0{,}0007.$$

Качественные характеристики полученной системы управления представлены в табл. 1, 2.

Таблица 1

Вид оптимальной задачи		ν_∞, о.е.	ν_2, о.е.	$Z_{\max}$, о.е.	σ_0, о.е.	σ_1, о.е.	σ_2, о.е.	σ_3, о.е.
ЛКГ	Исходная модель	0,387	0,061	0,23	0,068	0,13	0,845	0,25
	$\alpha_1 = [400\ 1\ 5\ 4{,}7]$	0,27	0,05	0,2	0,053	0,135	0,597	0,179
H^2	Исходная модель	0,37	0,061	0,21	0,06	0,148	0,671	0,183
	$\alpha_2 = [300\ 5\ 5\ 4{,}7]$	0,238	0,047	0,175	0,046	0,112	0,424	0,137

Таблица 2

Вид оптимальной задачи		η, о.е.	$t_{\text{р}}$, мин	σ, %	h, дБ	φ, …°	$U_{\max}$, о.е.
ЛКГ	Исходная модель	1,779	75	9	7,61	59,5	4
	$\alpha_1 = [400\ 1\ 5\ 4{,}7]$	1,596	75	0	9	75,1	5
H^2	Исходная модель	2,22	78	30	5,38	50,7	6,1
	$\alpha_2 = [300\ 5\ 5\ 4{,}7]$	1,69	70	0	8,4	70,5	8,2

В табл. 1 использованы следующие обозначения: $\nu_\infty = \|T_{zw}(p)\|_\infty$; $\nu_2 = \|T_{zw}(p)\|_2$; $Z_{\max}$ — максимальное отклонение выходной величины при действии единичного ступенчатого сигнала в качестве возмущения на входе объекта; σ_0 — среднеквадратическое отклонение (СКО) выходной величины системы при действии на входе объекта случайного возмущения типа белый шум с интенсивностью, равной единице; σ_1 — СКО при действии окрашенного шума с корреляционной функцией $K(\tau) = \exp(-0{,}3|\tau|)$; σ_2 — то же, при $K(\tau) = \exp(-0{,}06|\tau|)$; σ_3 — то же, при $K(\tau) = \exp(-0{,}03|\tau|)$; в первом случае время спада корреляционной функции составляет 10 мин, во втором — 50 мин, в третьем — 100 мин.

В табл. 2 использованы следующие обозначения: η — величина H^∞-нормы функции чувствительности:

$$\eta = \|S(p)\|_\infty = \left\| \frac{1}{1 + W(p)} \right\|_\infty, \quad W(p) = W_{\text{р}}(p) W_0(p),$$

которая оценивает грубость системы к незнанию передаточной функции объекта; $t_{\text{р}}$ — время регулирования; σ — перерегулирование; h — запас устойчивости по амплитуде; φ — запас устойчивости по фазе; $u_{\max}$ — максимальное по модулю отклонение сигнала управления, в соответствии с которым оцениваются энергетические затраты на стабилизацию.

График переходной характеристики номинальной системы управления с оптимальным ЛКГ-регулятором, полученным для исходной модели объекта, представлен на рис. 2, *а*.

Теперь рассмотрим ту же задачу для расширенной модели объекта (21)—(29). Вектор настраиваемых параметров имеет вид

$$\alpha = \begin{bmatrix} T_{ф1} & T_{ф2} & d_1 & d_2 \end{bmatrix}.$$

В табл. 1, 2 представлены качественные показатели при $\alpha_1 = \begin{bmatrix} 400 & 1 & 5 & 4,7 \end{bmatrix}$. Передаточная функция регулятора определяется выражением (31) при

$$k(p) = 0,64p^9 + 3,62p^8 + 8,62p^7 + 11,2p^6 + 8,52p^5 + 3,9p^4 + p^3 + 0,16p^2 + 0,0126p + 0,00037,$$

$$l(p) = p^{10} + 6,12p^9 + 16,2p^8 + 24,3p^7 + 22,9p^6 + 14,26p^5 + 6p^4 + 1,8p^3 + 0,367p^2 + 0,0484p + 0,00324.$$

Здесь и далее сравниваются системы, имеющие примерно одинаковое время регулирования. Переходная характеристика номинальной системы для расширенной модели объекта показана на рис. 2, *б*. Для сравнения на рис. 3, *а* приведен график переходной характеристики системы, полученной на основе решения ЛКГ-задачи для исходной модели при параметрическом возмущении, заключающемся в увеличении коэффициента передачи передаточной функции (30) (k_o=0,325) на 50 %, и номинальном значении постоянной времени. Аналогично на рис. 3, *б* показана соответствующая переходная характеристика параметрически возмущенной системы для расширенной модели. Видно, что в последнем случае качество регулирования значительно выше.

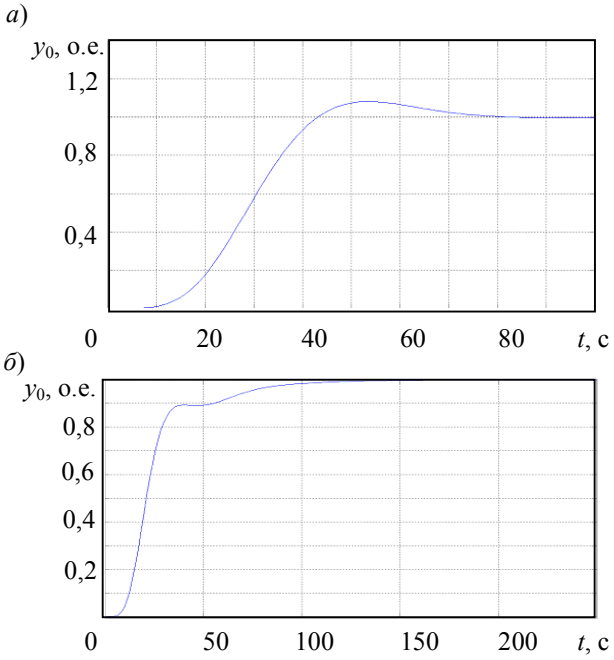


Рис. 2

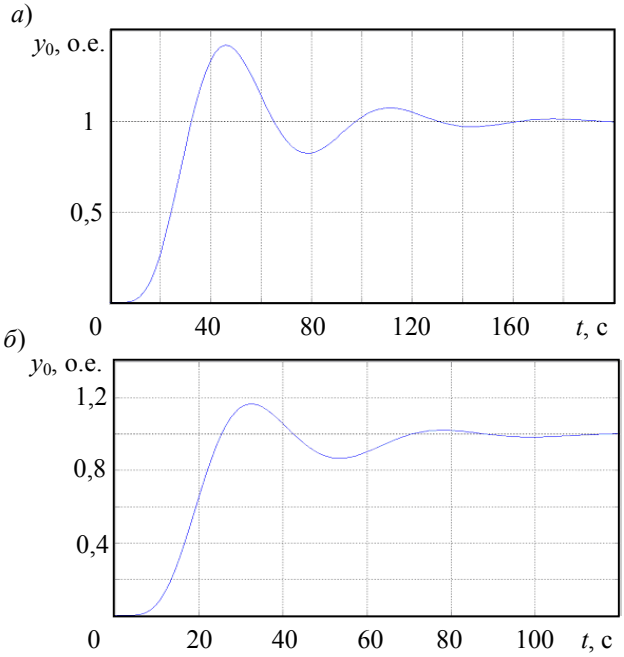


Рис. 3

При формировании H^2-оптимальной системы управления для исходной модели объекта в уравнениях (2)—(4) было принято $B_1^0 = B_2^0 = B^0$, $C_1 = C_2 = C^0$. Была получена передаточная функция регулятора вида (31) с полиномами

$$k(p) = 0,284p^4 + 0,193p^3 + 0,05p^2 + 0,0057p + 0,00025,$$

$$l(p) = p^5 + 0,95p^4 + 0,4p^3 + 0,096p^2 + 0,015p + 0,0014.$$

Качественные характеристики полученной системы управления представлены в табл. 1, 2. Перерегулирование увеличилось, но в целом номинальная переходная характеристика этой системы подобна показанной на рис. 2, *а* при примерно таком же значении времени регулирования. Далее рассматривалось H^2-оптимальное управление для расширенной модели в

соответствии с формулами (5)—(17) при значении вектора параметров $\alpha_2 = [300 \quad 5 \quad 5 \quad 4,7]$. В результате была получена передаточная функция регулятора вида (31) с полиномами

$$k(p) = 1,89p^9 + 3,16p^8 + 2,34p^7 + p^6 + 0,28p^5 + 0,051p^4 + 0,006p^3 +$$
$$+0,00047p^2 + 2\cdot 10^{-5}p + 3,77\cdot 10^{-7},$$

$$l(p) = p^{10} + 2,28p^9 + 2,45p^8 + 1,63p^7 + 0,75p^6 + 0,25p^5 + 0,06p^4 +$$
$$+0,01p^3 + 0,0012p^2 + 8,18\cdot 10^{-5}p + 2,45\cdot 10^{-6}.$$

Номинальная переходная характеристика подобна показанной на рис. 2, *б*.

Как видно из табл. 1, 2, расширение математической модели позволяет при одинаковом быстродействии улучшить остальные показатели системы, особенно ее грубость по отношению к неопределенности модели объекта: например, для H^2-оптимальной системы управления показатель η уменьшается в $2,2/1,69 = 1,3$ раза (см. табл. 2).

При этом интервал изменения относительного коэффициента передачи объекта $k_o/0,325$ (в модели (30)), при котором он сохраняет устойчивость, возрастает с $0 < k_o/0,325 \le 1,85$ до $0 < k_o/0,325 \le 2,6$, т.е. в 1,4 раза. Практически возможность ошибки задания k_o, составляющая 260 %, означает работоспособность системы при произвольном задании коэффициента передачи.

Заключение. Использование идеи о разделении движений объекта с их последующей взаимной компенсацией для синтеза регулятора позволяет улучшить такие качественные показатели системы стабилизации, как точность, демпфирование и грубость при заданном быстродействии. В настоящей статье это показано для задачи синтеза H^2-оптимальной системы управления и ЛКГ-задачи управления, что достигается за счет повышения порядка регулятора и увеличения энергетических затрат на управление.

Работа выполнена в соответствии с грантом (№ 2.1.2/7193) на целевую программу „Развитие научного потенциала высшей школы на 2009 г. (2009—2010 гг.)“.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Янушевский Р. Т.* О грубости решения задачи аналитического конструирования регуляторов // Автоматика и телемеханика. 1960. № 3. С. 18—25.
2. *Поляк Б. Т., Щербаков П. С.* Трудные задачи линейной теории управления. Некоторые подходы к решению // Автоматика и телемеханика. 2005. № 5. С. 7—46.
3. *Бахилина И. М., Степанов С. А.* Синтез грубых линейных квадратичных гауссовских регуляторов // Автоматика и телемеханика. 1998. № 7. С. 96—106.
4. *Фокин А. Л.* Метод разделения движений и синтез робастной системы регулирования // Изв. вузов. Приборостроение. 2002. Т. 45, № 4. С. 11—16.
5. *Бороздин П. А., Сыроквашин В. В., Фокин А. Л.* Синтез робастной системы управления методами прямого поиска экстремума // Там же. 2007. Т. 50, № 5. С. 25—34.
6. *Бороздин П. А., Сыроквашин В. В., Фокин А. Л.* Робастное управление линейным инерционным объектом // Изв. РАН. Сер. Теория и системы управления. 2008. № 4. С. 41—49.
7. *Бахтин А. В., Русинов Л. А., Фокин А. Л.* Система управления удельной массой бумажного полотна // Автоматизация и современные технологии. 2000. № 11. С. 18—21.
8. *Лобков С. В., Соколов Г. А., Фокин А. Л.* Робастное управление стадией полимеризации низкомолекулярного силоксанового каучука // Хим. пром-сть. 2001. № 9. С. 20—27.

9. *Афлятунов Р. М., Фокин А. Л., Харазов В. Г.* Робастная стабилизация теплового режима работы трубчатых нагревательных печей нефтеперерабатывающей промышленности // Автоматизация в промышленности. 2004. № 7. С. 25—28.

10. Методы робастного, нейронечеткого и адаптивного управления / Под ред. *Н. Д. Егупова*. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2002.

11. *Ким Д. П.* Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007.

Сведения об авторах

Антон Павлович Климов — аспирант; Санкт-Петербургский государственный технологический институт (Технический университет), кафедра автоматизации процессов химической промышленности

Ольга Александровна Ремизова — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный технологический институт (Технический университет), кафедра автоматизации процессов химической промышленности; E-mail: remizova-oa@yandex.ru

Ирина Викторовна Рудакова — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный технологический институт (Технический университет), кафедра автоматизации процессов химической промышленности; E-mail: rudakowa@ws01.sapr.pu.ru

Александр Леонидович Фокин — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный технологический институт (Технический университет), кафедра автоматизации процессов химической промышленности; E-mail: fokin_sa@mail.ru

Рекомендована кафедрой автоматизации процессов химической промышленности

Поступила в редакцию 10.03.10 г.

УДК 681.5:681.3

В. В. Григорьев, Д. В. Козис, А. Н. Коровьяков, Ю. В. Литвинов

АНАЛИЗ ПОВЕДЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ РАДИОДАЛЬНОМЕРОВ ПРИ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗМУЩЕНИЯХ

Предлагается численная характеристика эффективности функционирования систем радиоавтоматики в условиях влияния случайных возмущений. Практическое использование теоретических результатов иллюстрируется применительно к типовой функциональной конфигурации автоматического радиодальномера.

Ключевые слова: *радиодальномер, системы радиоавтоматики, случайные возмущения, следящий измеритель дальности.*

Введение. Системы радиоавтоматики (РА) очень разнообразны по функциональному построению и схемотехническим решениям. Однако в представлении систем радиоавтоматики структурными схемами обнаруживается схожесть схем широкого класса систем РА различного назначения, разных физических принципов реализации и схемных решений [1]. Это позволяет использовать единые подходы к анализу динамики и синтезу устройств управления систем РА.

Следящие измерители дальности (СИД) представляют важный тип систем РА. На рис. 1 приведена обобщенная функциональная схема СИД — радиодальномера [1], состоящего из временного дискриминатора (датчика рассогласования), усилительно-преобразовательного

устройства и генератора временной задержки (исполнительного устройства). Входными сигналами СИД являются отраженные от выбранной цели видеоимпульсы, поступающие с выхода приемника. „Истинная“ дальность D до цели определяется интервалом времени t_1 (при постоянном значении скорости распространения электромагнитной энергии). Время задержки t_2 выходных следящих импульсов относительно прямых импульсов СИД соответствует измеряемому радиодальномером значению дальности до цели $D_{изм}$. Во временном дискриминаторе время задержки t_2 следящих импульсов сравнивается с временем t_1 запаздывания отраженных от цели импульсов. В режиме слежения сигнал управления генератором временной задержки пропорционален временной ошибке сопровождения $t = t_1 - t_2$.

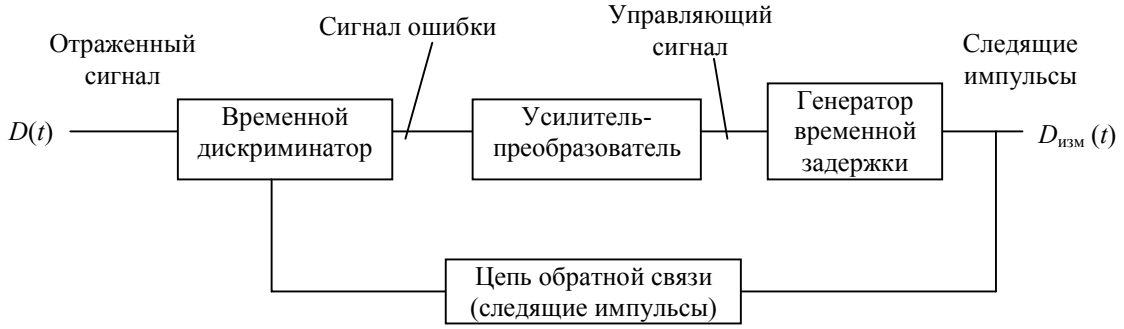


Рис. 1

Оценка влияния возмущений. Для описания динамики работы радиодальномера в режиме слежения используем модель, представленную уравнениями ее состояния [2, 3]:

$$\left.\begin{aligned} x(m+1) &= Fx(m) + Gw(m); \\ y(m) &= Cx(m), \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

где x — вектор состояния модели СИД; y — вектор выходных переменных; $F = A - Bk$ — матрица замкнутого СИД; C — матрица связи векторов y и x; $w(m)$ — случайное возмущение, действующее на СИД; матрица G определяет входы СИД, по которым действует возмущение.

Рассмотрим влияние на СИД случайного возмущения при условии движения цели с малой скоростью, т.е. приближенно будем рассматривать задачу стабилизации системы относительно нулевого значения вектора состояния, для чего положим

$$M[x(0)] = \bar{x}(0) = 0,$$

где $M[\bullet]$ — операция вычисления математического ожидания (МО) вектора $x(0)$.

Пусть матрица ковариаций вектора начальных отклонений равна

$$M[x(0)\,x^T(0)] = X_0.$$

Возмущение будем считать скалярным случайным процессом $w(m)$ с дискретным временем и следующими статистическими характеристиками:

— математическим ожиданием $M[w(m)] = \bar{w}(m)$;

— дисперсией возмущения $M[(w(m) - \bar{w}(m))^2] = \sigma_m^2$, которую будем считать стационарной величиной $\sigma_m^2 = \sigma_0^2$, $m = 0, 1, 2, \ldots$

Считаем также, что состояния СИД не коррелированы с возмущением

$$M[x(k)w(m)] = 0, \quad k=0, 1, 2,\ldots, \quad m=0, 1, 2,\ldots,$$

и, кроме того, возмущение имеет нормальное распределение.

В соответствии с перечисленными упрощающими условиями проанализируем поведение во времени первых двух моментов от вектора состояния СИД, в случае нормального распределения возмущения полностью характеризующих вероятностные свойства процессов в радиодальномере.

Вычислив математическое ожидание от выражений (1), получим

$$\left.\begin{aligned}\bar{x}(m+1)&=\bar{F}\bar{x}(m)+G\bar{w}(m),\\ \bar{y}(m)&=C\bar{x}(m).\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

Если $\bar{x}(0) = 0$ и $w(m) = 0$, $m = 1, 2, \ldots$, то МО вектора состояния СИД $\bar{x}(m)$ равно нулю для любого момента времени.

Уравнение, характеризующее изменение во времени матрицы дисперсий СИД, получим [2] следующим образом. Вычтем уравнения (2) из системы уравнений (1) и умножим полученное выражение на результат его транспонирования; вычислив МО от обеих сторон равенства, найдем

$$X_{m+1} = P\,X_m F + G\,\sigma_m^2\,G^T, \quad X_0 = X(0), \tag{3}$$

где $X_m = M[(x(m) - \bar{x}(m))(x(m)–x(m))^T]$ — матрица ковариаций (дисперсий) вектора состояния СИД; P — вероятность нахождения вектора состояния системы в замкнутой области.

Дисперсия выходной переменной (изменения дальности) СИД определяется выражением

$$M\left[y(m)-\bar{y}(m)^2\right]=CX_mC^T. \tag{4}$$

Если дисперсия возмущения является стационарной величиной $\left(\sigma_m^2=\sigma_0^2\right)$ и замкнутый СИД асимптотически устойчив (т.е. все собственные числа матрицы F лежат в единичном круге), то решение X_m разностного матричного уравнения (3) сходится к стационарному значению, являющемуся решением алгебраического матричного уравнения

$$X=FXF^T+G\sigma^2\,G^T, \tag{5}$$

которое определяет матрицу дисперсий в установившемся режиме, т.е. значения этой матрицы после окончания переходных процессов.

Уравнение вычисления МО от вектора состояния СИД (2) и уравнение вычисления матрицы дисперсий (3) не связаны друг с другом, поэтому последовательности $\bar{x}(m)$ и X_m можно вычислять раздельно.

Рассмотрим поведение СИД при возмущениях с нулевым МО $\bar{w}(m)=0$, m=0, 1, 2…, и $\bar{x}(0)=0$. В этом случае МО от вектора состояния СИД равно нулю для любого момента времени и статистические свойства процессов в СИД полностью и наиболее наглядно характеризуются динамикой изменения матрицы дисперсий X_m. Анализ поведения этой матрицы представляет удобный практически, с вычислительной и иллюстративной точек зрения, способ оценки влияния на динамику СИД случайных возмущений.

Вероятность нахождения вектора состояния x внутри эллипсоида

$$\left(x-\bar{x}\right)^T X_m^{-1}\left(x-\bar{x}\right)=\chi^2 \tag{6}$$

подчиняется χ^2-распределению с n степенями свободы, где n — размерность вектора состояния СИД. Поверхность, описываемая уравнением (6), называется эллипсоидом правдоподобия. Значение вероятности нахождения вектора состояния СИД внутри эллипсоида правдоподобия целесообразно вычислять как значение функции χ^2-распределения

$$P\left[\left(x-\bar{x}\right)^T X_m^{-1}\left(x-\bar{x}\right)\le\chi^2\right]=P\left[\chi^2\right]=F\left[\chi^2,n\right],$$

приведенной в таблице.

m	n				
	1	2	3	4	5
1	0,683	0,333	0,199	0,030	0,037
4	0,994	0,265	0,739	0,534	0,451
9	0,997	0,989	0,971	0,939	0,891

Если в результате решения разностного матричного уравнения (3) вычислены матрицы дисперсий X_m с начальной матрицей X_0, то для любого момента времени m можно построить эллипсоид правдоподобия с заданным значением χ^2, соответствующим некоторому значению вероятности $P\left[\chi^2\right]$ нахождения траектории СИД в данный момент времени в этом эллипсоиде. Совокупность таких эллипсоидов правдоподобия образует „трубку“ равновероятностного уровня $P\left[\chi^2\right]$, характеризующую поведение СИД при случайных воздействиях описанного выше типа. В каждый из моментов времени m вероятность нахождения траектории движения СИД внутри „трубки“ равна $P\left[\chi^2\right]$. При стационарности дисперсии возмущения $\sigma_m^2=\sigma_0^2$ эллипсоиды правдоподобия с течением времени стремятся к постоянному эллипсоиду

$$\left(x-\bar{x}\right)^T X^{-1}\left(x-\bar{x}\right)=\chi^2 \quad , \tag{7}$$

где X^{-1} — матрица, обратная по отношению к матрице X, определяемой из решения матричного уравнения (5).

Стационарная „трубка“ равновероятностного уровня, построенная на основе соотношения (7), характеризует установившийся режим работы СИД.

„Трубки“ равновероятностного уровня содержат информацию о статических и динамических свойствах СИД в наглядной графической форме. Однако для многомерных процессов наглядность геометрических образов теряется, и трудоемкость построения эллипсоидов правдоподобия растет с увеличением размерности вектора состояния СИД x. Поэтому введем скалярную характеристику, связанную с эллипсоидом правдоподобия и отражающую его свойства. Вычислим объем V_m эллипсоида правдоподобия (6):

$$V_m=\left[\det X_m^{-1}\right]^{-1/2}V^0=\left[\det X_m\right]^{1/2}V^0,$$

где V — объем сферы $\left(x-\bar{x}\right)^T\left(x-\bar{x}\right)=\chi^2$ радиусом χ.

Значение V_m в момент времени m характеризует тот объем в пространстве состояний, в котором с вероятностью $P\left[\chi^2\right]$ может находиться траектория СИД. Характер изменения во времени объема V_m связан с динамическими свойствами СИД, а именно со сходимостью процессов. Значение объема эллипсоида правдоподобия в установившемся режиме (см. формулу (7)) характеризует точностные показатели СИД.

Вычисление матрицы X_m^{-1} для построения эллипсоида правдоподобия (6) можно проводить как на основе решения матричного уравнения (3) с последующим обращением матрицы X_m, так и на основе рекуррентного соотношения

$$X_m = \left(F^{-1}\right)^T X_m^{-1} F^{-1} \left(I + \left(F^{-1}\right)^T X_m^{-1} G \sigma_m^2 G^T \right)^{-1}, \quad X_0^{-1} = X^{-1}(0),$$

которое следует из уравнения (3).

Пример. В дальномерных системах РЛС для обеспечения требуемых динамических свойств и точности измерителей дальности широко используются следующие типовые структуры СИД: дальномер с одним интегратором, дальномер с интегратором и фильтром, дальномер с двумя интеграторами. Рассмотрим влияние случайных возмущений на дальномер с двумя интеграторами, структурная схема непрерывной модели которого приведена на рис. 2.

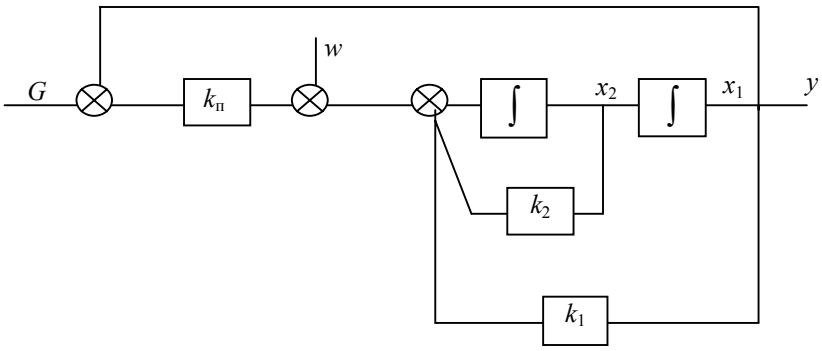


Рис. 2

Уравнения дискретизированной модели последовательного соединения экстраполятора (запоминающего элемента) и исполнительной части (ИЧ) дальномера (см. рис. 3) имеют вид:

$$\begin{bmatrix} x_1(m+1) \\ x_2(m+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(m) \\ x_2(m) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T^2/2 \\ T \end{bmatrix} \cdot u(m);$$

$$y(m) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(m) \\ x_2(m) \end{bmatrix},$$

где T — интервал дискретности (интервал следования импульсов дальномера).

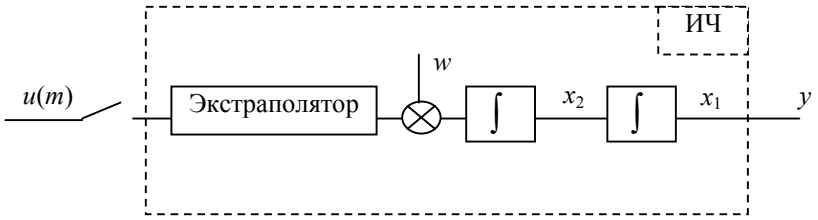


Рис. 3

Использование в дальномере закона управления

$$u(m) = -k_1' x_1(m) - k_2 x_2(m) - k_п x_1(m) = -k_1 x_1(m) - k_2 x_2(m),$$

где k_1', k_1, k_2 — коэффициенты (параметры) закона управления, $k_п$ — коэффициент передачи линеаризованной модели пеленгационного устройства дальномера, приводит к следующим уравнениям замкнутого СИД:

$$\begin{bmatrix} x_1(m+1) \\ x_2(m+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-\left(k_1 T^2\right)/2 & T-\left(k_2 T^2\right)/2 \\ -k_1 T & 1-k_1 T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(m) \\ x_2(m) \end{bmatrix},$$

$$y(m) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(m) \\ x_2(m) \end{bmatrix}.$$

Следовательно, динамическая матрица F замкнутого СИД будет иметь вид

$$F=\begin{bmatrix} 1-\left(k_1T^2\right)/2 & T-\left(k_2T^2\right)/2 \\ -k_1T & 1-k_1T \end{bmatrix}.$$

Матрица G, определяющая входы, по которым действует возмущение, равна

$$G=\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

что видно из анализа схемы СИД, приведенной на рис. 2.

Выберем следующие значения параметров: $T=1/500$ (500 импульсов за секунду), $k_1=400,\ k_2=400$, тогда матрица F в модели замкнутого СИД и матрица G будут равны

$$F=\begin{bmatrix} 1 & 0,002 \\ -0,8 & 0,2 \end{bmatrix},\quad G=\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Корни характеристического уравнения матрицы F замкнутого СИД по модулю меньше единицы ($z_1=0,20$, $z_2=0,99$). Замкнутый СИД устойчив, и существует установившийся режим отслеживания измеряемой дальности.

Для оценки влияния шумов на работу дальномера в установившемся режиме измерения фиксированной (не изменяющейся) дальности при дисперсии возмущения $\sigma^2=1$ решаем уравнение (5) относительно матрицы ковариаций X:

$$\begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 1 & 2\cdot10^{-3} \\ -0,8 & 0,2 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} 1 & -0,8 \\ 2\cdot10^{-3} & 0,2 \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}\cdot1\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix},$$

тогда

$$X=\begin{bmatrix} 3\cdot10^{-3} & -10^{-3} \\ -10^{-3} & 1 \end{bmatrix}.$$

Отсюда следует, что матрица X положительно определена (в соответствии с критерием Сильвестра положительной определенности матриц). Обратная к матрице X матрица X^{-1} равна

$$X^{-1}=\begin{bmatrix} 333,44 & 0,33344 \\ 0,33344 & 1 \end{bmatrix}.$$

Дисперсия выходной координаты СИД (измеренной дальности) в установившемся режиме в соответствии с выражением (4) определяется как

$$d_y=CXC^T=\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} 3\cdot10^{-3} & -10^{-3} \\ -10^{-3} & 1 \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}=3\cdot10^{-3}.$$

Установившийся режим работы СИД, описываемый соотношением (7), в рассматриваемом конкретном примере оценивается соотношением

$$\left(x-\overline{x}\right)^T\cdot\begin{bmatrix} 333,44 & 0,33344 \\ 0,33344 & 1 \end{bmatrix}\cdot\left(x-\overline{x}\right)^T=\chi^2.$$

Стационарная „трубка“ равновероятностного уровня, определяемая этим соотношением, оказывается очень „сплющенной“.

Заключение. Время сходимости процессов в СИД к установившемуся режиму оценивается несколькими десятками интервалов дискретности T, но в силу малого значения T (T=1/500=0,002 с) это время вполне приемлемо и оценивается величиной порядка 0,04 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Дудник П. И., Чересов Ю. И.* Авиационные радиолокационные устройства. М.: ВВИА им. Н. Е. Жуковского, 1986.

2. *Квакернаак Х., Сиван Р.* Линейные оптимальные системы управления. М.: Мир, 1977.

3. *Брайсон А., Хо Ю-Ши.* Прикладная теория оптимального управления. М.: Мир, 1972.

Сведения об авторах

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

Дмитрий Владимирович Козис — канд. техн. наук, доцент; филиал РАА „Спецтехника“, Санкт-Петербург; директор; E-mail: fcd.kdv@gmail.com

Анатолий Николаевич Коровьяков — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: 06kan@mail.ru

Юрий Володарович Литвинов — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: yurl13@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики
СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
11.09.09 г.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 681.3

В. В. Никифоров, В. И. Шкиртиль

ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ДОСТАВКИ СООБЩЕНИЙ В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМАХ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С CAN-ИНТЕРФЕЙСОМ

Предложен подход к оценке верхней границы времени доставки сообщений между узлами распределенных систем реального времени, построенных на базе CAN-интерфейса. Показано, что для проверки гарантий своевременности доставки сообщений между узлами таких систем могут использоваться методы, аналогичные методам проверки гарантий своевременности выполнения задач в однопроцессорных системах реального времени.

Ключевые слова: *системы реального времени, распределенные программные комплексы, CAN-интерфейс, выполнимость задач.*

Введение. В ряду ключевых требований к реализации целевых функций систем реального времени (СРВ) выделяются такие, как надежное, предсказуемое поведение, эффективное использование аппаратных средств, обеспечение гарантий своевременного выполнения возлагаемых на СРВ задач. Методы построения и реализации программных приложений для СРВ и методы анализа соответствующих вычислительных моделей, направленные на обеспечение этих требований, развиваются с 1970-х гг. по настоящее время [1—4]. Были разработаны рациональные методы построения программных комплексов с использованием независимых задач реального времени, а также комплексов взаимосвязанных задач, разделяющих общие аппаратные и информационные ресурсы.

В многозадачной системе длительность временного интервала выполнения задачей возлагаемых на нее функций (время отклика) зависит не только от объема исполняемых действий, но и от продолжительности ожидания требуемых ресурсов. Этим обусловлено взаимное влияние (интерференция) задач, приводящее к более или менее значительному увеличению времени их отклика. Для различных архитектур комплексов прикладных задач СРВ найдены методы обеспечения гарантий своевременности выполнения функций системы в условиях такой интерференции.

В частности, для произвольного статического назначения приоритетов невытесняемых задач $\tau_1, \tau_2, \ldots, \tau_n$, обслуживаемых одним процессором, определен способ вычисления *времени отклика* R_i для каждой из задач τ_i. Удовлетворительный результат сравнения величины R_i с допустимым для нее значением D_i гарантирует своевременность выполнения задачи τ_i.

В распределенных СРВ прикладные программы рассредоточены по узлам, соединяемым коммуникационными каналами. В последнее время для локальных распределенных СРВ широко используется сетевой интерфейс CAN (Controller Area Network) [5—6], обеспечивающий связь узлов сети путем доступа к общей шине. Очередность передачи сообщений, генерируемых в узлах сети, определяется статически присваиваемыми сообщениям значениями

приоритетов. Приоритеты сообщений характеризуют отношение порядка предоставления коммуникационного ресурса. Порожденное в одном из узлов сети с CAN-интерфейсом сообщение с низким приоритетом ожидает момента, когда коммуникационная система окажется свободной от передачи сообщений с более высоким приоритетом. Таким образом, при заданном быстродействии коммуникационной системы время доставки сообщения зависит не только от его длины, но и от загруженности сети более приоритетными сообщениями, т.е. имеет место интерференция передаваемых по сети сообщений, аналогичная интерференции задач многозадачного приложения, исполняемого одним процессором. Для оценки продолжительности выполнения распределенных функций СРВ актуальна разработка методов оценки времени доставки сообщений в условиях такой интерференции.

В настоящей статье показано, как известные методы оценки своевременности выполнения прикладных задач СРВ могут быть адаптированы к оценке своевременности доставки сообщений по сети с CAN-интерфейсом; приводятся метод оценки времени отклика невытесняемых задач с произвольным назначением статических приоритетов и необходимые сведения о CAN-интерфейсе; рассматривается подход к адаптации метода оценки времени отклика невытесняемых задач, который обеспечивает проверку гарантий своевременности доставки сообщений по сети с CAN-интерфейсом.

Оценка выполнимости независимых задач. Согласно принципу структурного соответствия асинхронный характер поступления внешних данных приводит к построению программного приложения СРВ в виде десятков асинхронно исполняемых программных компонентов. Действие каждого из асинхронных компонентов должно завершиться своевременно, в рамках фиксированного временного интервала.

Как правило, число таких компонентов значительно превышает число имеющихся в системе процессоров. Это означает, что асинхронные программные компоненты исполняются в квазипараллельном режиме, предполагающем попеременное переключение процессора между обслуживаемыми им программными компонентами. Возникает интерференция программных компонентов: продолжительность исполнения отдельного компонента зависит не только от необходимого ему объема процессорного времени, но и от того, как часто и как надолго процессор будет переключаться на исполнение других компонентов.

Для проверки гарантий своевременности завершения выполнения программных компонентов строятся вычислительные модели приложений в формате, допускающем использование алгоритмов оценки выполнимости приложений и составляющих их задач. Применение допустимых форматов предполагает наложение ряда ограничений на методы планирования и структуру взаимодействия программных компонентов.

Задачи и задания. Программное приложение СРВ строится в виде комплекса задач $\tau_1, \tau_2, \ldots, \tau_n$ — программных модулей, каждый из которых представляет собой внутренне замкнутую по передачам управления последовательную программу [5]. Составляющие комплекс задачи являются кооперативными: они ориентированы на совместное функционирование для достижения общих целей, стоящих перед системой.

Вычислительные модели, предназначенные для анализа выполнимости задач, представляются в виде, отвлеченном от содержательной составляющей обрабатываемых данных. Назначение таких моделей состоит в демонстрации ограничений, накладываемых на порядок следования системных событий, возникающих в ходе работы СРВ. При этом под *системным событием* понимается изменение условий распределения системных ресурсов (в первую очередь — ресурса процессорного времени). При рассмотрении вопросов функционирования СРВ различают два понятия:

— задача (task) — статический объект τ_i, элемент статической структуры программного приложения;

— задание (job) — динамический объект $\tau_i^{(j)}$, $j=\overline{1,\infty}$, процесс исполнения задачи τ_i.

Символами $\tau_i^{(1)}$, $\tau_i^{(2)}$, $\tau_i^{(3)}$, … обозначаются последовательно возникающие (порождаемые) задания на выполнение задачи τ_i.

В простейших вычислительных моделях каждая задача характеризуется следующими параметрами:

T_i — период активизации задачи τ_i,

C_i — максимальный объем процессорного времени для выполнения задани $\tau_i^{(j)}$,

D_i — допустимая продолжительность выполнения каждого из заданий $\tau_i^{(j)}$,

$\mathrm{prio}(\tau_i)$ — приоритет задачи τ_i.

Пусть $t_{\text{в}}\left(\tau_i^{(j)}\right)$ и $t_{\text{з}}\left(\tau_i^{(j)}\right)$ — соответственно моменты времени возникновения и завершения задания $\tau_i^{(j)}$. Задание $\tau_i^{(j)}$ существует (является *действующим*) в рамках интервала времени $\left[t_{\text{в}}\left(\tau_i^{(j)}\right),\ t_{\text{з}}\left(\tau_i^{(j)}\right)\right]$. Продолжительность интервала существования

$$r_i^{(j)}=t_{\text{з}}\left(\tau_i^{(j)}\right)-t_{\text{в}}\left(\tau_i^{(j)}\right)$$

называется *временем отклика* задания $\tau_i^{(j)}$.

Время отклика однотипных заданий может варьироваться: при $j\neq k$ значения $r_i^{(j)}$ и $r_i^{(k)}$ могут существенно различаться. Такое различие возникает по двум причинам. Во-первых, вследствие различий в объемах вычислений, выполняемых в рамках заданий $\tau_i^{(j)}$ и $\tau_i^{(k)}$. Если обозначить символом $c_i^{(j)}$ требуемый для выполнения задания $\tau_i^{(j)}$ объем процессорного времени (суммарную продолжительность непосредственного облуживания задания центральным процессором), то при $j\neq k$ значения $c_i^{(j)}$ и $c_i^{(k)}$ могут не совпадать. Другая возможная причина различий величин $r_i^{(j)}$ и $r_i^{(k)}$ состоит в том, что аппаратные и информационные ресурсы, требуемые для выполнения задачи τ_i (в частности, ресурс процессора), могут, в рамках интервалов существования $\tau_i^{(j)}$ и $\tau_i^{(k)}$, быть привлечены к выполнению других заданий. Введенная выше величина R_i (время отклика задачи) формально определяется как максимально возможное значение времени отклика экземпляров задачи τ_i:

$$R_i=\max\{j=1,2,\ldots|r_i^{(j)}\}. \qquad (1)$$

Задачу τ_i называют асинхронной задачей, если ее задания $\tau_i^{(j)}$ следуют не строго периодически, при этом не чаще, чем с интервалом T_i:

$$t_{\text{в}}\left(\tau_i^{(j+1)}\right)-t_{\text{в}}\left(\tau_i^{(j)}\right)\geq T_i.$$

Спецификации функций СРВ содержат ограничения на время отклика заданий: для всех заданий типа τ_i допустимая продолжительность интервала существования ограничена величиной D_i, т.е.

$$t_{\text{з}}\left(\tau_i^{(j)}\right)-t_{\text{в}}\left(\tau_i^{(j)}\right)\leq D_i.$$

В условиях перекрытия интервалов существования заданий решение о том, какому из заданий следует предоставить процессор, принимается в соответствии с используемым порядком назначения приоритетов — дисциплиной планирования.

Дисциплина планирования определяется способом назначения целочисленных приоритетов $\mathrm{prio}\left(\tau_i^{(k)}\right)$ действующих заданий: если $\mathrm{prio}\left(\tau_x^{(k)}\right) < \mathrm{prio}\left(\tau_y^{(l)}\right)$, то задание $\tau_x^{(k)}$ считается более приоритетным, чем $\tau_y^{(l)}$. Ниже рассматриваются системы со статическими приоритетами задач: значения $\mathrm{prio}(\tau_i)$ определяются для каждой из задач при конструировании системы и являются основными параметрами планирования.

Одна из особенностей дисциплины планирования — возможность *вытеснения* текущего задания. Механизм вытеснения действует следующим образом: если в момент времени $t_{\text{в}}\left(\tau_x^{(k)}\right)$ текущим является задание типа $\tau_y^{(l)}$, приоритет которого ниже, чем $\mathrm{prio}\left(\tau_x^{(k)}\right)$, то процессор переключается на исполнение задания $\tau_x^{(k)}$ (оно становится текущим), а задание $\tau_y^{(l)}$ переводится в состояние „*вытеснено*“ (контекст задания $\tau_y^{(l)}$ консервируется, с тем чтобы через какое-то время в соответствии с принятой дисциплиной планирования его исполнение было продолжено).

В ряду составляющих приложение задач могут быть выделены *невытесняемые* задачи, отличающиеся тем, что соответствующие им задания не переводятся в состояние „вытеснено“, даже если на интервале их существования активизируются более приоритетные задачи. Пусть в системе независимых задач все задачи τ_1, τ_2, τ_3, … являются невытесняемыми. Известно, что в таком случае время отклика [2] каждой из задач определяется методом последовательных приближений:

$$R_i = C_i + \sum\nolimits_{\mathrm{prio}(\tau_j)<\mathrm{prio}(\tau_i)} C_j \left\lceil \frac{R_i}{T_j} \right\rceil + \max\{\mathrm{prio}(\tau_j) > \mathrm{prio}(\tau_i) | C_j\}, \qquad (2)$$

где суммирование осуществляется по всем задачам τ_j, более приоритетным по отношению к задачам τ_i; символом $\lceil x \rceil$ обозначается ближайшее к x сверху целое число.

CAN-интерфейс. Многие микроконтроллеры имеют в своем составе интерфейсные модули, реализующие коммуникационный интерфейс CAN [5, 6]. Такие микроконтроллеры используются в автомобилях, системах автоматизации технологических процессов, медицинской аппаратуре и других системах реального времени.

При использовании локальной сети, оснащенной CAN-интерфейсом, элементарные сообщения, передаваемые в однопроводную коммуникационную линию, разделяются интервалами пассивного состояния линии (логический нуль). Структура стандартного сообщения в упрощенном виде представлена на рис. 1. Сообщение начинается стартовым фреймом, за которым следуют информационные поля и стоповый фрейм.

Рис. 1

Узлы сети могут начинать передачу сообщения только тогда, когда линия находится в пассивном состоянии. При появлении в линии стартового фрейма все узлы синхронизируются его фронтом. Может оказаться, что два и более узла одновременно генерировали старто-

вый фрейм, — возникает конфликт по запросу на использование коммуникационной линии. Этот конфликт должен быть устранен в ходе формирования поля арбитража.

Поле арбитража длиной 11 бит имеет двоякое назначение. Во-первых, код, размещаемый в поле арбитража, идентифицирует тип передаваемого сообщения. Во-вторых, значение этого кода определяет приоритет сообщения: нулевой код соответствует наиболее приоритетным сообщениям; чем больше значение двоичного числа, размещаемого в поле арбитража, тем ниже приоритет передаваемого сообщения. Типы передаваемых сообщений распределены между узлами сети, так что если два узла сети одновременно начали передавать сообщения, то это сообщения различных типов.

Пассивное состояние коммуникационной линии соответствует символу „1“ (рецессивный бит), активное состояние — символу „0“ (доминантный бит). В рамках поля арбитража несколько узлов осуществляют попытку передачи очередного сообщения. Каждый передающий узел контролирует состояние коммуникационной линии в ходе передачи каждого бита. Узел, передающий пассивный бит, прекращает попытку передачи сообщения, если он обнаруживает, что существует конкурирующий узел, который в этот момент передает активный бит. К моменту, когда завершается передача битов поля арбитража, только один узел продолжает передачу. Таким образом, в ходе дальнейшей передачи наиболее приоритетного сообщения предотвращается одновременная передача сообщений, генерируемых другими узлами.

Четырехбитовый код поля длины задает число байт (от 0 до 15), размещаемых в поле данных. За полями длины, данных и контрольной суммы (CRC) следует поле ACK — поле подтверждения приема. Это означает, что принимающий узел сети, обнаружив адресованное ему сообщение, помечает его как принятое в рамках формата передаваемого сообщения, а не последующих сообщений. Такое решение повышает оперативность обмена данными.

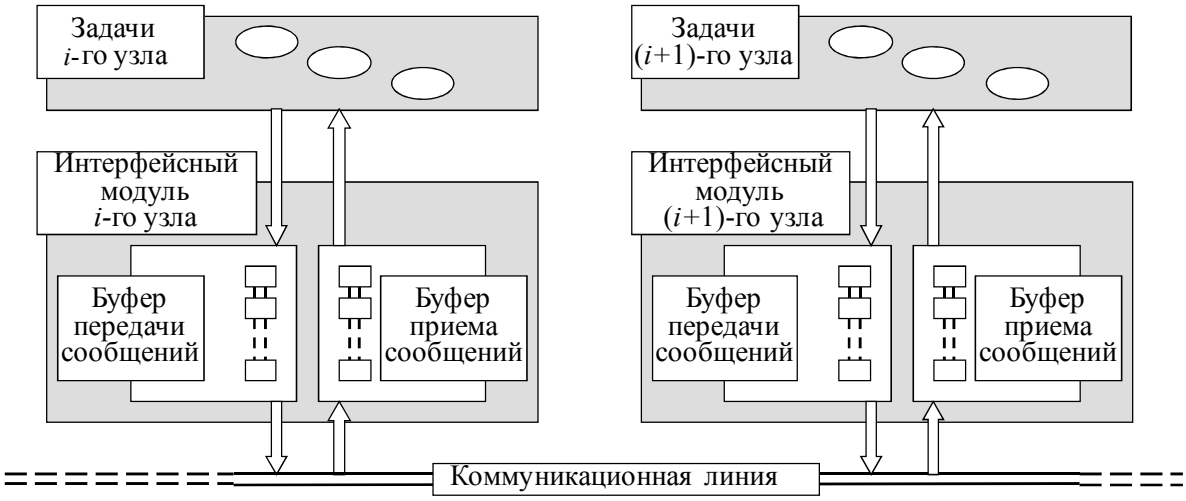


Рис. 2

Порядок доставки сообщений через сеть иллюстрируется схемой, представленной на рис. 2. Отдельный узел сети содержит ряд прикладных задач, которые генерируют сообщения, адресуемые либо соседним задачам, либо задачам, содержащимся в других узлах. В последнем случае сгенерированное сообщение направляется в интерфейсный модуль и размещается в его буфере. В буфере интерфейсного модуля сообщения упорядочиваются по приоритетам. В момент, когда линия переходит в пассивное состояние, интерфейсный модуль приступает к передаче самого приоритетного из сообщений, находящихся в его буфере. Эта попытка окажется удачной, если одновременно интерфейсный модуль какого-либо другого узла не пытается передать более приоритетное сообщение.

Проверка гарантий своевременности доставки сообщений. Определим *время доставки* сообщения как длительность временного интервала, в течение которого сообщение

конкретного типа, порожденное прикладной задачей, гарантированно доставляется в узел сети с задачей-адресатом. Как следует из вышерассмотренного порядка доставки сообщения через сеть с CAN-интерфейсом, при заданной частоте передачи битов по коммуникационной линии время доставки определяется не только длиной поля данных, но и продолжительностью ожидания момента освобождения коммуникационной линии от передачи более приоритетных сообщений. Иными словами, сформированные задачами сообщения конкурируют за возможность получения ресурса коммуникационной линии аналогично тому, как невытесняемые задания в каждом из узлов системы конкурируют за предоставление ресурса процессора. Наличие такой аналогии позволяет распространить рассмотренный выше метод оценки времени отклика невытесняемых задач на время доставки сообщений по сети с CAN-интерфейсом.

Пусть m_i — тип сообщений, передаваемых по сети; $m_i^{(j)}$ — очередное сообщение этого типа; $t_{\text{в}}\left(m_i^{(j)}\right)$ и $t_{\text{з}}\left(m_i^{(j)}\right)$ — моменты поступления $m_i^{(j)}$ в интерфейсные модули соответственно передающего и приемного узлов; продолжительность $r_i^{(j)}$ доставки экземпляра $m_i^{(j)}$ сообщения типа m_i определяется разностью $t_{\text{з}}\left(m_i^{(j)}\right)-t_{\text{в}}\left(m_i^{(j)}\right)$. Период T_i следования сообщений m_i равен минимально возможному интервалу между поступлениями однотипных сообщений в интерфейсный модуль передающего узла. Приоритет сообщений типа m_i определяется кодом типа сообщения, размещаемым в поле арбитража. Величиной, аналогичной величине C_i объема процессорного времени для выполнения заданий $\tau_i^{(j)}$, является длительность временного интервала, в течение которого коммуникационная линия передает сообщения типа m_i:

$$C_i = \frac{(44+8N_i)}{v},$$

где v_i — скорость передачи данных по коммуникационной линии (число бит в секунду), N_i — число байт в поле данных сообщений типа m_i.

Тогда время доставки R_i сообщений типа m_i формально определяется выражением (1), а его значение — решением уравнения (2). Иными словами, уравнение (2), используемое для оценки времени отклика в системе невытесняемых задач, может быть применено и для оценки времени доставки сообщений в сетях с CAN-интерфейсом.

Заключение. Использование предложенного метода вычисления максимального времени доставки сообщений в локальных сетях с CAN-интерфейсом позволяет строить программные приложения для таких сетей с проверкой гарантий своевременной реализации прикладных функций, исполнение которых разнесено по различным узлам системы. Таким образом может быть достигнуто надежное, предсказуемое поведение программных приложений реального времени, распределенных по узлам локальной сети, а также эффективное использование аппаратных средств, обеспечивающих не только своевременную обработку актуальной информации в узлах сети, но и своевременный обмен данными между компонентами, связанными коммуникационными линиями с CAN интерфейсом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Liu C. L.*, *Layland J. W.* Scheduling algorithms for multiprogramming in hard real-time environment // J. of the ACM. 1973. Vol. 20. P. 46—61.

2. *Liu J. W. S.* Real-Time Systems. NJ: Prentice Hall, 2000. 590 p.

3. *Данилов М. В.* Методы планирования задач в системах реального времени // Программные продукты и системы. 2001. № 4. С. 28—35.

4. *Никифоров В. В.* Выполнимость приложений реального времени на многоядерных процессорах // Тр. СПИИРАН; Под общ. ред. *Р. М. Юсупова*. 2009. Вып. 8. С. 255—284.

5. *Никифоров В. В.* Разработка программных средств для встроенных систем. СПб: СПбГЭТУ, 2000. 74 с.

6. Введение в CAN 2.0B интерфейс. М.: ООО Микро-Чип, 2001: [Электронный ресурс]: <www.microchip.ru>.

Сведения об авторах

Виктор Викентьевич Никифоров — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН, лаборатория технологий и систем программирования; E-mail: nik@iias.spb.su

Вячеслав Иванович Шкиртиль — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН, лаборатория технологий и систем программирования; E-mail: jvatlas@mail.rcom.ru

Рекомендована СПИИРАН

Поступила в редакцию
08.02.10 г.

УДК 621.3.085.42

А. А. Ожиганов, П. А. Прибыткин

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ПРИ ПОСТРОЕНИИ ДВУХДОРОЖЕЧНЫХ КОДОВЫХ ШКАЛ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ УГЛОВЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Рассматриваются методы построения двухдорожечных кодовых шкал для преобразователей угловых перемещений, базирующиеся на использовании нелинейных двоичных последовательностей. Приводятся примеры построения шкал.

Ключевые слова: *нелинейная последовательность, кодовая шкала, считывающие элементы.*

Кодовые шкалы (КШ) для преобразователей угловых перемещений, построенные на основе нелинейных двоичных последовательностей, рассмотрены в работе [1]. Такие шкалы получили название нелинейных кодовых шкал (НКШ).

НКШ любой разрядности имеют всего одну информационную кодовую дорожку (КД) и n считывающих элементов (СЭ). НКШ являются основой построения преобразователей, работающих по методу непосредственного считывания, и обеспечивают разрешающую способность, равную классическим КШ, маска которых выполнена в обыкновенном двоичном коде или в коде Грея, т.е. $\delta = 2\pi / 2^n$.

В настоящей статье рассматриваются методы построения двухдорожечных нереверсивных НКШ с двумя СЭ, а также реверсивных НКШ с четырьмя СЭ, которые обладают разрешающей способностью, равной разрешающей способности классических КШ.

Особенность преобразователей угловых перемещений на основе НКШ с двумя (информационной и служебной) КД заключается в том, что в них для получения достоверной информации о положении кодируемого объекта первые n–1 участков (квантов) перемещения шкалы в одном направлении являются подготовительными, после чего эти устройства работают как классические преобразователи, построенные по методу считывания.

Области применения таких преобразователей ограничены системами, в которых кратковременная потеря значения кода (например, после аварийного выключения источника питания, прохождения помехи или превышения допустимой скорости вращения вала, ограничивающей правильное считывание кода) не является критической.

Основой для формирования рисунка информационной дорожки НКШ, как и в работе [1], служит нелинейная двоичная последовательность.

Нелинейная последовательность — это последовательность $\boldsymbol{a}$ двоичных символов длиной $B=2^n$, удовлетворяющих рекурсивному соотношению [2]

$$a_{n+j} = \bigoplus_{i=0}^{n-1} a_{i+j} h_i \oplus \prod_{i=1}^{n-1} \overline{a}_{i+j}, \quad j = 0, 1, ..., B-n-1, \tag{1}$$

где знак $\oplus$ — суммирование по модулю два, а индексы при символах последовательности берутся по модулю B; начальные значения символов $a_0, a_1, ..., a_{n-1}$ выбираются произвольно; h_i — коэффициенты, зависящие от вида примитивного полинома степени n с коэффициентами поля Галуа GF(2) [3], т. е.

$$h(x) = \sum_{i=0}^{n} h_i x^i, \tag{2}$$

где $h_0=h_n=1$, а $h_i=0,1$ при $0 < i < n$;

$$\prod_{i=1}^{n-1} \overline{a}_{i+j} = \begin{cases} 1, \text{если все } \overline{a}_{i+j} = 1, \\ 0 \text{ — в других случаях.} \end{cases} \tag{3}$$

В выражении (1) первое слагаемое определяет правило образования М-последовательности, которая линейна по отношению к оператору суммирования по модулю 2, а второе слагаемое указывает на операцию умножения значений n–1 кодовых символов. Это приводит к тому, что полученная последовательность символов становится нелинейной и в ней появляется комбинация, содержащая n последовательных нулей.

Определим правило получения символов последовательности $\boldsymbol{b}$, используемых для формирования рисунка служебной дорожки НКШ нереверсивного преобразователя, следующим образом:

$$b_{j+1} = \begin{cases} \overline{b_j} \text{ при } a_j = a_{j+1}; \\ b_j \text{ при } a_j \neq a_{j+1}, \end{cases} \tag{4}$$

где a_j — символы нелинейной последовательности.

Определим начальные значения символов для правила (4) как $a_0=a_1=b_0=0$.

Рассмотрим метод построения n-разрядной круговой двухдорожечной НКШ для нереверсивного преобразователя.

1. В зависимости от требуемой разрядности n шкалы выбирается полином $h(x)$ степени n [3].

2. На основе рекурсивного соотношения (1) генерируется последовательность $\boldsymbol{a}$.

3. На основе правила (4) генерируется последовательность $\boldsymbol{b}$.

4. Элементарные участки δ информационной дорожки шкалы формируются в соответствии с символами последовательности $\boldsymbol{a}$, участки δ служебной дорожки — в соответствии с символами последовательности $\boldsymbol{b}$, где символам „1“ последовательностей соответствуют активные участки дорожек, а символам „0“ — пассивные. Для определенности символы последовательностей отображаются на соответствующих кодовых дорожках по направлению движения часовой стрелки в последовательности (a_0b_0), (a_1b_1), ..., $(a_{B-1}b_{B-1})$.

5. Оба считывающих элемента (информационный и служебный) располагаются на одной линии считывания и взаимодействуют соответственно с квантами информационной и служебной дорожек шкалы.

Использование в преобразователях перемещения двухдорожечных НКШ с двумя СЭ ограничивает их применение в устройствах, где направление вращения кодируемого вала не изменяется.

Нереверсивные преобразователи с НКШ не являются устройствами, построенными по методу непосредственного считывания, а занимают промежуточное положение между названными устройствами и устройствами кодирования перемещения, построенными по методу последовательного счета.

В таких преобразователях информация об угловом положении кодируемого вала последовательно снимается с информационной дорожки шкалы посредством информационного СЭ и поступает на вход n-разрядного сдвигающего регистра. Тактовые импульсы, необходимые для функционирования сдвигающего регистра, вырабатываются логической схемой, на вход которой поступают сигналы с информационного и служебного СЭ.

В нереверсивных преобразователях первые n–1 квантов перемещения являются подготовительными, а начиная с n-го кванта в сдвигающем регистре будет содержаться достоверная информация об угловом положении кодируемого вала. При полном обороте шкалы (начиная с n-го кванта перемещения) в n-разрядном сдвигающем регистре произойдет смена $B=2^n$ различных n-разрядных кодовых комбинаций, соответствующих B различным угловым положениям шкалы, включая нулевую, что обеспечивает разрешающую способность преобразователей на основе таких шкал $\delta = 2\pi / 2^n$.

Рассмотрим построение круговой двухдорожечной НКШ для нереверсивного преобразователя перемещений на конкретном примере, для простоты ограничившись тремя разрядами преобразования (рис. 1).

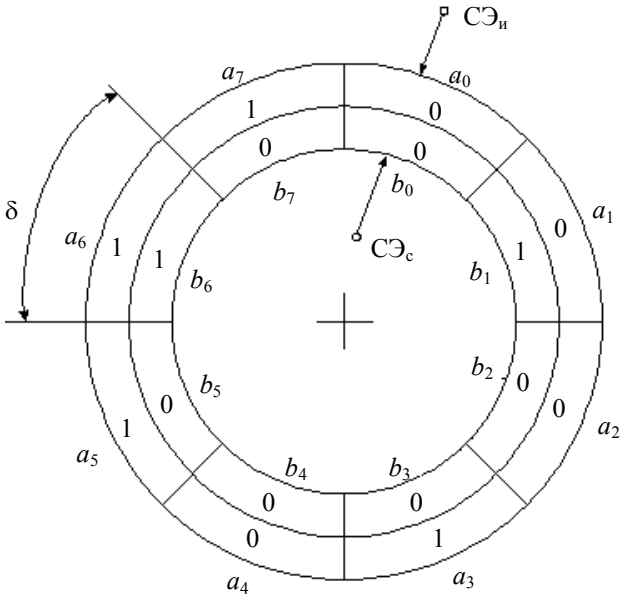


Рис. 1

Информационная дорожка шкалы выполнена в соответствии с символами последовательности $\boldsymbol{a} = a_0a_1a_2a_3a_4a_5a_6a_7 = 00010111$ длиной $B=2^n=2^3=8$, для построения которой использован примитивный полином $h(x)=x^3+x+1$, а символы a_{3+j} последовательности $\boldsymbol{a}$ при начальных значениях $a_0=a_1=a_2=0$ удовлетворяют рекурсивному соотношению $a_{3+j}= =a_{1+j} \oplus a_j \oplus a_{1+j}\, a_{2+j}$, $j=0, 1, ..., 4$.

Служебная дорожка шкалы выполнена в соответствии с символами последовательности $\boldsymbol{b} = b_0 b_1 b_2 b_3 b_4 b_5 b_6 b_7 = 01000010$, полученными на основе правила (4) при начальных значениях $a_0 = a_1 = b_0 = 0$.

Информационный (СЭ$_и$) и служебный (СЭ$_с$) считывающие элементы расположены на одной линии считывания.

В таблице приведена последовательность кодовых комбинаций 3-разрядного сдвигающего регистра, соответствующая восьми различным положениям круговой НКШ при вращении ее относительно СЭ против направления движения часовой стрелки.

Номер углового положения НКШ	Разряд регистра			Десятичный эквивалент кода
	первый	второй	третий	
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	1	0	2
3	1	0	1	5
4	0	1	1	3
5	1	1	1	7
6	1	1	0	6
7	1	0	0	4

Определим правило получения символов последовательности $\boldsymbol{b}$=101010...1010 длиной $2B$, которые используются для формирования рисунка служебной дорожки НКШ для реверсивного преобразователя, следующим образом:

$$10 \Leftrightarrow a_j, \tag{5}$$

где $\Leftrightarrow$ — знак соответствия.

Рассмотрим метод построения n-разрядной круговой НКШ для реверсивного преобразователя.

1. В зависимости от требуемой разрядности n шкалы выбирается полином $h(x)$ степени n [3].

2. На основе рекурсивного соотношения (1) генерируется последовательность $\boldsymbol{a}$.

3. На основе правила (5) генерируется последовательность $\boldsymbol{b}$.

4. Элементарные участки δ информационной дорожки шкалы формируются в соответствии с символами последовательности $\boldsymbol{a}$, элементарные участки служебной дорожки, равные половине кванта информационной дорожки, — в соответствии с символами последовательности $\boldsymbol{b}$, где символам „1“ последовательностей соответствуют активные участки дорожек, а символам „0“ — пассивные. Для определенности символы последовательностей отображаются на соответствующих кодовых дорожках по направлению движения часовой стрелки в последовательности (a_0,10), (a_1,10), ..., (a_{B-1},10).

5. Первые информационный и служебный СЭ располагаются на одной линии считывания. Второй информационный СЭ смещается вдоль информационной дорожки шкалы против направления движения часовой стрелки относительно первого на n элементарных участков информационной дорожки. Второй служебный СЭ смещается вдоль служебной дорожки шкалы против направления движения часовой стрелки относительно первого на $k = (2m+1)/2$, $m = 0, 1, 2, ...,$ элементарных участков. Число k выбирается из конструктивных соображений. Информационные и служебные СЭ взаимодействуют соответственно с элементарными участками информационной и служебной дорожек шкалы.

Реверсивные преобразователи с НКШ, так же как и нереверсивные устройства, не являются преобразователями, построенными по методу непосредственного считывания, а занимают промежуточное положение между названными и устройствами, построенными по методу последовательного счета.

В таких преобразователях информация об угловом положении кодируемого вала последовательно снимается с информационной дорожки шкалы посредством первого и второго информационных СЭ и, в зависимости от направления перемещения шкалы, поступает на прямой или инверсный вход *n*-разрядного реверсивного сдвигающего регистра. Тактовые импульсы, необходимые для функционирования реверсивного сдвигающего регистра, вырабатываются логической схемой, на вход которой поступает информация с первого и второго служебных СЭ.

В реверсивных преобразователях с НКШ первые *n*–1 квантов перемещения являются подготовительными, а начиная с *n*-го кванта в *n*-разрядном реверсивном сдвигающем регистре, независимо от направления вращения шкалы, будет содержаться достоверная информация об угловом положении кодируемого вала. При полном обороте шкалы в любом направлении (начиная с *n*-го кванта перемещения) в *n*-разрядном реверсивном сдвигающем регистре произойдет смена $B=2^n$ различных *n*-разрядных кодовых комбинаций, соответствующих *B* различным угловым положениям НКШ, включая нулевую, что обеспечивает разрешающую способность преобразователей на основе таких шкал $\delta = 2\pi / 2^n$.

Рассмотрим построение круговой НКШ для реверсивного преобразователя перемещений на конкретном примере, для простоты ограничившись тремя разрядами преобразования (рис. 2).

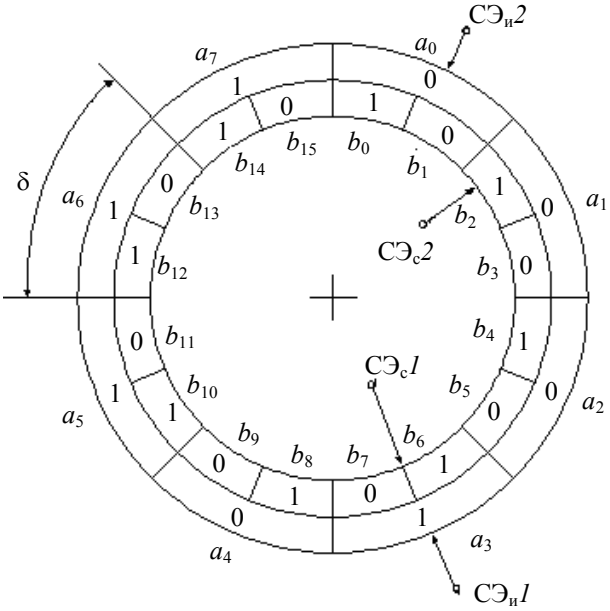


Рис. 2

Информационная дорожка шкалы выполнена такой же, как на рис.1. Служебная дорожка шкалы выполнена в соответствии с символами последовательности $\boldsymbol{b} = b_0 b_1 ... b_{14} b_{15} = 1010...1010$, полученными по правилу (5).

Первые информационный (СЭ$_и$*1*) и служебный (СЭ$_с$*1*) считывающие элементы расположены на одной линии считывания. Второй информационный СЭ$_и$*2* смещен относительно первого на 3 кванта вдоль информационной дорожки шкалы против направления движения часовой стрелки, второй служебный СЭ$_с$*2* смещен относительно первого на *k*=4,5 элементарных участка вдоль служебной дорожки шкалы против направления движения часовой стрелки.

При вращении НКШ против направления движения часовой стрелки информация с дорожки снимается посредством первого информационного СЭ$_и$*1* и поступает на прямой вход 3-разрядного реверсивного сдвигающего регистра, в котором после трех квантов перемещения шкалы будет записана кодовая комбинация 011, затем 111, 110 и т.д. (см. таблицу).

При изменении направления вращения шкалы информация с дорожки будет сниматься посредством второго информационного $СЭ_и2$ и поступать на инверсный вход сдвигающего регистра. Например, если на момент изменения направления вращения шкалы в регистре была зафиксирована кодовая комбинация 000, то следующей будет 100, затем 110 и т.д. (см. таблицу).

Информация со служебных СЭ используется для выработки управляющих и тактовых импульсов, необходимых для функционирования реверсивного сдвигающего регистра.

Рассмотренные в настоящей статье методы построения двухдорожечных кодовых шкал, базирующиеся на использовании нелинейных двоичных последовательностей, могут быть положены в основу построения нереверсивных и реверсивных преобразователей угловых перемещений соответственно с двумя и четырьмя считывающими элементами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Азов А. К., Ожиганов А. А., Тарасюк М. В.* Рекурсивные кодовые шкалы // Информационные технологии. 1998. № 6.

2. *Агульник А. Р., Мусаелян С. С.* Построение нелинейных двоичных последовательностей // Радиоэлектроника. 1983. № 4. С. 19—28.

3. *Макуильямс Ф. Д., Слоан Н. Д.* Псевдослучайные последовательности и таблицы // ТИИЭР. 1976. Т. 64, № 12. С. 80—95.

Сведения об авторах

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

Павел Александрович Прибыткин — ОАО „Авангард“, Санкт-Петербург; нач. науч.-исслед. сектора; E-mail: pavel.pribitkin@gmail.com

Рекомендована кафедрой вычислительной техники СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию 11.03.10 г.

УДК 621.374.4

Н. М. Сафьянников, П. Н. Бондаренко

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КОД—ЧИСЛО ИМПУЛЬСОВ С АКТУАЛИЗАЦИЕЙ СОСТОЯНИЙ

Рассматривается оригинальный преобразователь код—число импульсов, структура которого строится поразрядно без увеличения числа входов элементов от разряда к разряду, что позволяет увеличить быстродействие и улучшить топологические характеристики устройства, особенно при большой разрядности.

Ключевые слова: *частота, актуализация, код, число, импульс, преобразователь, быстродействие, разрядность, разрядно-модульный макроэлемент.*

При создании технических систем широко распространенной задачей является преобразование кода в частоту или кода в число импульсов. Например, в системах автоматического управления используется управляемый делитель частоты, который преобразует цифровой код в частотную последовательность для регулирования вращения двухфазного асинхронного двигателя [1], а в нейросетевых преобразователях импульсно-аналоговой информации — для формирования синаптической связи с выходом в виде частоты [2]. Для решения указанной задачи применяется устройство “Pulse-Rate Multiplier” [3], которое называют также делителем частоты с переменным коэффициентом деления [4]. По своему функциональному назначению это устройство является преобразователем кода в число импульсов (ПКЧ) и входит в состав некоторых серий элементов, например, в 155-й серии это микросхема ИЕ8. Эта схема с необходимой разрядностью в настоящее время используется в качестве библиотечного элемента при проектировании устройств на программируемой логике (ПЛИС).

Средняя частота F_y импульсной последовательности на выходе ПКЧ определяется выражением

$$F_y = F_0 \frac{N}{2^n}, \tag{1}$$

где F_0 — входная тактовая частота устройства, $N = \sum_{i=1}^{n} T_i 2^{i-1}$ — входной код устройства, $T_i = \{0; 1\}$ — логическое состояние i-го разряда кода управления, n — разрядность устройства.

Классическая структура ПКЧ имеет последовательную организацию, а при использовании микросхем применяется групповая последовательно-параллельная организация по шесть разрядов [5]. К недостаткам такой организации относятся:

— ограничения по быстродействию, связанные с обеспечением синхронизации по И и схемы группового переноса по ИЛИ;

— зависимость числа входов элементов И от разрядности, что приводит к появлению многовходовых схем И;

— нелинейное ухудшение топологических характеристик схемы при увеличении разрядности, что приводит к большому количеству трасс, идущих к схемам И от младших разрядов к старшим вдоль всей структуры, причем эти трассы пересекаются с трассами синхронизации;

— особенность структуры устройства, заключающаяся в том, что в корпус с 16 выводами помещается лишь 6 разрядов (при использовании ПЛИС этот недостаток впрямую не проявляется, однако приводит к увеличению количества внутренних связей).

Перечисленные недостатки особенно сказываются в настоящее время, когда проектирование устройств осуществляется на базе ПЛИС, и тактовая частота элементов повышается.

Существуют различные решения, направленные на устранение этих недостатков, что нашло отражение в изобретениях по классам МПК G06F7/68 и H03K23/66, к которым относятся подобные ПКЧ. Например, недостатки классической структуры ПКЧ, связанные с большой нагрузкой на прямые выходы разрядных триггеров двоичного счетчика, растущей от разряда к разряду из-за увеличивающегося числа подключаемых элементов И, а также низким быстродействием, обусловленным необходимостью групповой организации подключения элементов И при большой разрядности, устраняются в техническом решении по патенту [6].

В настоящей статье предлагается оригинальный ПКЧ [7], структура которого строится поразрядно без увеличения числа входов элементов от разряда к разряду и свободна от перечисленных выше недостатков. Сущность предложенного решения состоит в создании преобразователя код-число импульсов с актуализацией состояний и реализацией параллельного преобразования за счет использования при формировании выходного сигнала импульсной последовательности, поступающей не только со счетчика, работающего с входной тактовой частотой, но и сдвинутой на полтакта последовательности импульсов со счетчика, работающего с инверсной входной тактовой частотой. В результате формируются два состояния счета — предыдущее и текущее, и эти состояния последовательно актуализируются.

Схема ПКЧ с актуализацией состояний (рис. 1) содержит два n-разрядных двоичных счетчика *1* и *3*, инвертор *2*, n трехвходовых элементов И *4*, элемент *5* n —ИЛИ (в дальнейшем ИЛИ). Устройство имеет входы синхронизации *6* (тактовая частота F_0), разрешения счета *7* (сигнал E), установки в начальное состояние *8* (сигнал R), а также n-разрядную входную шину управления *9* (входной код N) и информационный выход ПКЧ *10* (выходная частота F_y).

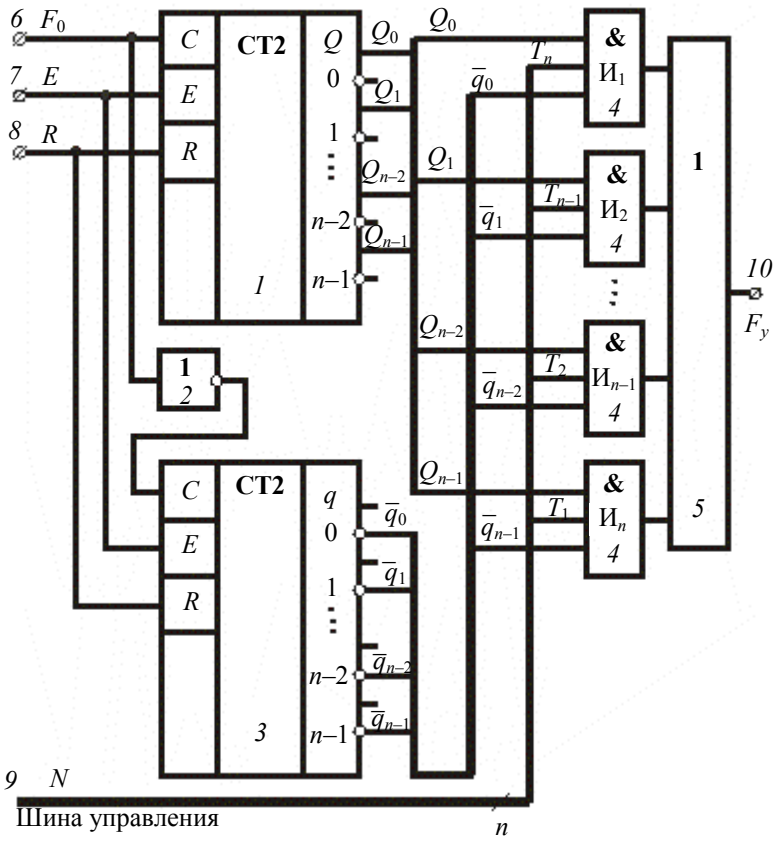


Рис. 1

Временные диаграммы работы ПКЧ представлены на рис. 2. Счетчики устанавливаются в нулевое состояние сигналом R. При этом инверсные выходы $\bar{q}_0$, $\bar{q}_1$, …, $\bar{q}_{n-1}$ счетчика *3* устанавливаются в единицу. На вход *6* подается сигнал E. После завершения сигналов на входах *7* и *8* устройства поступление на вход *6* первого импульса длительностью τ тактовой

частоты F_0 обеспечивает формирование единичного сигнала на выходе Q_0 счетчика *1*; см. рис. 2, диаграмма (дг.) Q_0.

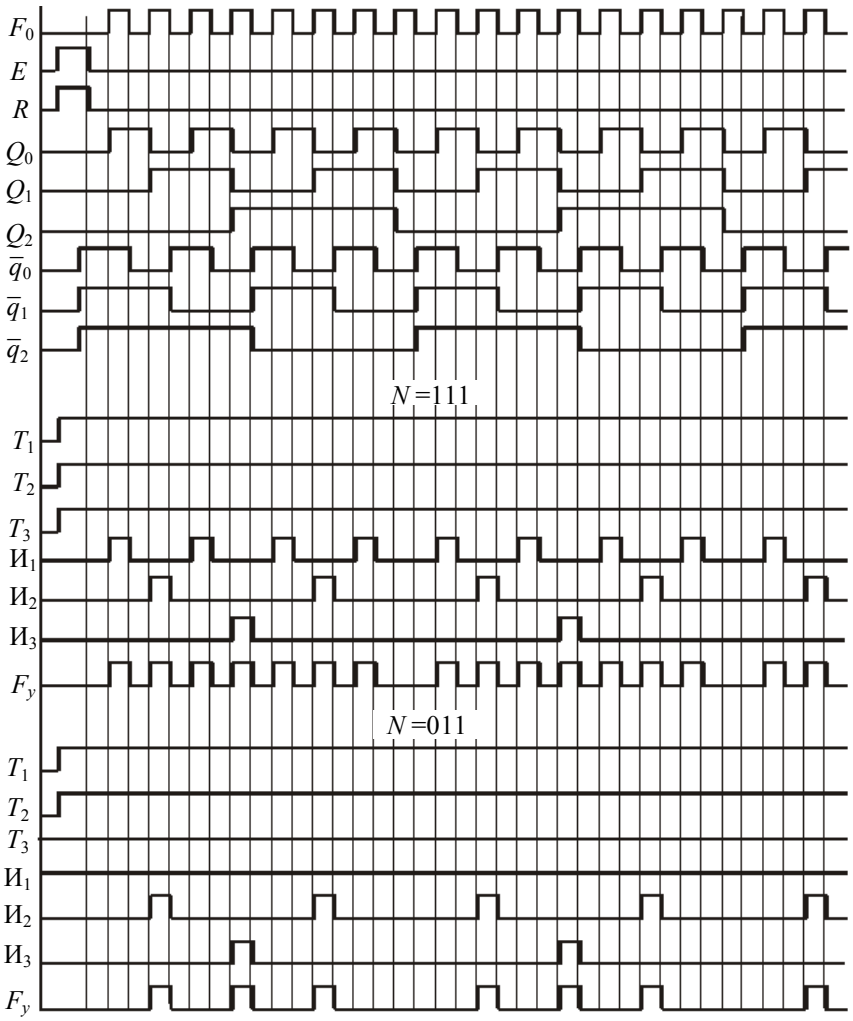


Рис. 2

В результате на входах первого элемента И формируется комбинация {111}, если старший разряд T_n кода N с шины *9* соответствует логической единице (дг. T_3 при N=111). При этом на выходе И формируется единичный сигнал (дг. 4_1 при N=111), который поступает на выход *10* через элемент ИЛИ. Если же старший разряд T_n соответствует нулю, то на выходе И и на первом входе элемента ИЛИ останется уровень сигнала „0“ (дг. 4_1 при N=011). На всех остальных входах элемента ИЛИ сигнал, равный нулю, обеспечивается нулевыми значениями сигналов с выходов Q_1, …, Q_{n-1}, поступающих на остальные элементы И. В результате на выходе *10* по-прежнему останется нулевое значение сигнала (дг. F_y при N=011).

Окончание первого импульса частоты F_0 обеспечивает формирование сигнала „0“ на выходе $\overline{q}_0$ счетчика *3* и на третьем входе первого элемента И. Следовательно, на выходе этого элемента будет сформирован нулевой сигнал (дг. И$_1$ при N=111). Таким образом, на всех входах элемента ИЛИ, а значит, и на выходе *10* также будет сигнал „0“. В результате на выходе *10* формируется импульс длительностью τ. Для ситуации, при которой старший разряд T_n соответствует нулю, на выходе *10* останется нулевое значение сигнала.

Поступление на вход *6* второго импульса обеспечивает переход в нулевое состояние выхода Q_0 и формирование единичного сигнала на выходе Q_1 счетчика *1* (дг. Q_0 и Q_1). В результате на входах второго элемента И будет комбинация {111}, если предпоследний разряд T_{n-1} кода N с шины *9* соответствует единице (дг. T_3 при N=111). При этом на выходе элемента И формируется сигнал „1“ (дг. И$_2$ при N=111), который поступает на выход *10* устройства

через элемент ИЛИ. Если же предпоследний разряд T_{n-1} равен нулю, то на выходе элемента И, а также на втором входе элемента ИЛИ значение сигнала будет равно нулю. В результате ситуация будет соответствовать ранее рассмотренной для нулевого значения в старшем разряде шины *9*, и на выходе *10* останется значение сигнала, равное нулю.

Окончание второго импульса частоты F_0 обеспечивает формирование сигнала „0“ на выходе $\overline{q}_1$ счетчика *3* и на третьем входе второго элемента И. Следовательно, на выходе этого элемента будет сформирован сигнал „0“ (дг. $И_2$ при N=111). Таким образом, на всех входах элемента ИЛИ вновь будет сигнал „0“, а значит, на выходе *10* также будет сигнал „0“. В результате, на выходе *10* формируется второй импульс длительностью τ. Для ситуации, при которой предпоследний разряд T_{n-1} соответствует нулю, на выходе *10* останется нулевое значение сигнала, как и при формировании первого импульса при нулевом управляющем разряде.

Процессы, связанные с прохождением последующих импульсов до восьмого, происходят аналогично, и на выходе элемента ИЛИ будут соответствующим образом формироваться импульсы (см. рис. 2).

Поступление на вход *6* восьмого импульса частоты F_0 изменит на нулевые значения сигналов на выходах Q_0, Q_1, Q_2. В результате сигнал „0“ будет присутствовать на первых входах всех элементов И, а значит, и на выходе элемента ИЛИ.

Процессы, связанные с прохождением девятого импульса, будут соответствовать процессам прохождения первого импульса. Далее работа устройства циклически повторяется, причем цикл определяется разрядностью.

В основу работы ПКЧ с актуализацией состояний положен принцип одновременного формирования двух отличающихся на полтакта состояний счетчиков с выделением за эти полтакта разряда, в котором происходит переход состояния из нуля в единицу, и разрешением прохождения полученного сигнала на выход при наличии единицы на соответствующем разряде шины, управляющей в обратном порядке, благодаря чему реализуется быстрое формирование выходного сигнала.

Логическое выражение для последовательности импульсов на выходе *10* имеет вид

$$F_y = L_1 \vee L_2 \vee \ldots \vee L_n,$$

где $L_i = Q_{i-1}\overline{q}_{i-1}T_{n-i+1}$, $i=\overline{1,n}$ — номер разряда шины управления.

Очевидно, что для любого i равенство $Q_i\overline{q}_i = 1$ достигается при $Q_i = 1$ и $\overline{q}_i = 1$. Такая ситуация возникает для каждого единичного состояния выхода Q_i в течение времени длительности импульса τ. Это связано с тем, что момент перехода состояния выхода $\overline{q}_i$ из единицы в нуль сдвинут на время τ относительно момента перехода выхода Q_i из нуля в единицу, и обеспечено тактированием счетчика *3* сигналом с выхода инвертора *2*, т.е. сигналом $\overline{F}_0$.

Таким образом, на выходе любого элемента $И_i$ будет формироваться импульсная последовательность с частотой

$$F_i = \frac{F_0}{2^i} T_{n-i+1}. \qquad (2)$$

Импульсы в этих последовательностях разнесены по времени, поэтому на выходе элемента ИЛИ *5* происходит формирование суммарной частоты, т.е. среднее значение выходной частоты устройства определяется выражением

$$F_y = F_1 + F_2 + \ldots + F_i + \ldots + F_{n-1} + F_n$$

или

$$F_y = \frac{F_0}{2^1}T_n + \frac{F_0}{2^2}T_{n-1} + \ldots + \frac{F_0}{2^{i-1}}T_i + \ldots \frac{F_0}{2^{n-1}}T_2 + \frac{F_0}{2^n}T_1;$$

вынося за скобки F_0 и 2^{-n}, имеем

$$F_y = F_0 2^{-n} (T_n 2^{n-1} + T_{n-1} 2^{n-2} + ... + T_i 2^{i-1} + ... + T_2 2^1 + T_1 2^0),$$

здесь выражение в скобках представляет собой развернутую запись двоичного кода *N*.

Таким образом, среднее значение выходной частоты импульсной последовательности примет вид

$$F_y = F_0 \frac{N}{2^n},$$

что соответствует выражению (1) для ПКЧ.

При этом быстродействие предлагаемого ПКЧ при большой разрядности (n>9) выше, чем быстродействие ранее рассмотренного аналогичного устройства [6]. Это объясняется тем, что в этом устройстве задержка λ_A при изменении значения частоты непосредственно связана с разрядностью n ввиду последовательной обработки сигналов, а в рассматриваемом ПКЧ задержка имеет фиксированную величину λ. Эти задержки определяются выражениями

$$\lambda = \lambda_{\text{ст}} + \lambda_{\text{ст}} + \lambda_{\text{И}} + \lambda_{\text{ИЛИ}},$$

$$\lambda_A = \lambda_{\text{ст}} + n\lambda_{\text{И}} + \lambda_{\text{И—НЕ}},$$

где $\lambda_{\text{ст}}, \lambda_{\text{И}}, \lambda_{\text{ИЛИ}}, \lambda_{\text{И—НЕ}}$ — время срабатывания счетчика, элементов И, ИЛИ, И—НЕ соответственно.

Время срабатывания этих элементов λ_j в первом приближении можно считать одинаковым: $\lambda_{\text{И}} = \lambda_{\text{ИЛИ}} = \lambda_{\text{И—НЕ}} = \lambda_j$, а время срабатывания счетчика обычно не превышает $6...8\lambda_j$. Следовательно, для рассматриваемого ПКЧ $\lambda = 8\lambda_j + 8\lambda_j + \lambda_j + \lambda_j = 18\lambda$, а для устройства [6] $\lambda_A = 8\lambda_j + n\lambda_j + \lambda_j = (9+n)\lambda_j$.

Примерное соотношение по быстродействию определяется выражением

$$K = \frac{\lambda_A}{\lambda} = \frac{(9+n)\lambda_j}{18\lambda_j} = \frac{9+n}{18}.$$

Таким образом, при n=9 быстродействие рассматриваемых устройств будет примерно одинаковым, а с повышением разрядности быстродействие предлагаемого ПКЧ по сравнению с устройством [6] будет линейно увеличиваться: см. график, представленный на рис. 3.

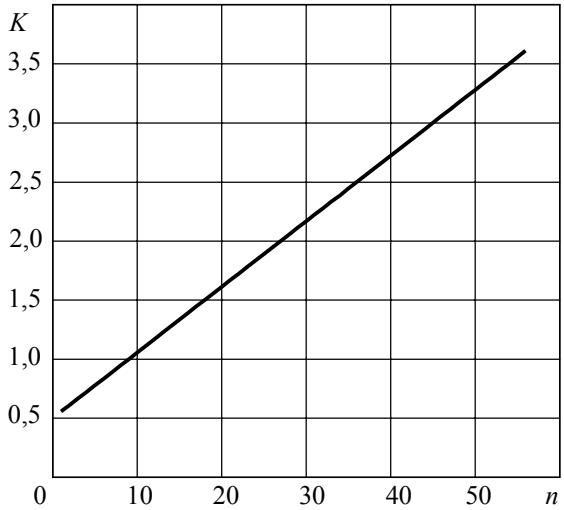


Рис. 3

Структура предлагаемого ПКЧ решена в соответствии с методом Bit-slice, при котором увеличение разрядности осуществляется простым добавлением очередного разряда без согласующих звеньев. Это существенно улучшает топологию и регулярность структур, что имеет важное значение при проектировании устройств на кристалле, в том числе в виде ПЛИС. Например, при исполнении микросхемы ИЕ8 в том же корпусе можно поместить 8 разрядов (а не 6), что соответствует принятой байтовой системе. В предлагаемом устройстве при разрядности выше 16 топология по трассировке соединений лучше, чем в классической схеме ПКЧ [5], а при разрядности выше 27 — лучше и по числу элементов на кристалле. Следует отметить также, что использование предложенного ПКЧ позволяет упростить процесс проектирования устройства и повысить его помехоустойчивость.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Вычужанин В.* Устройство управления двигателем на ПЛИС [Электронный ресурс]: журн. „Компоненты и технологии“. 2004. № 2: <http://www.kit-e.ru>.
2. *Локтюхин В. Н., Челебаев С. В.* Нейросетевые преобразователи импульсно-аналоговой информации: организация, синтез, реализация. М.: Горячая линия — Телеком, 2008. 144 с.
3. Pat. 2910237 USA. Pulse-Rate Multiplier / *M. Meyer, B. Gordon*. 1959.
4. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / *С. В. Якубовский, Л. И. Ниссельсон, В. И. Кулешова* и др.; Под ред. *С. В. Якубовского*. М.: Радио и связь, 1989.
5. *Гутников В. С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988.
6. Пат. 2015539 С1 РФ, МПК^5 G06F7/68. Делитель частоты с переменным коэффициентом деления / *А. М. Петух, Д. Т. Ободник, В. А. Денисюк*. № 4896122/24; заявл. 25.12.1990; опубл. 30.06.1994.
7. Пат. 2273043С1 РФ, МПК^7 G06F7/68, H03K23/66. Делитель частоты с переменным коэффициентом деления / *Н. М. Сафьянников, П. Н. Бондаренко*. № 2004131093/90; заявл. 25.10.2004; опубл. 27.03.2006.

Сведения об авторах

Николай Михайлович Сафьянников — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“, кафедра вычислительной техники; E-mail: sysan@sysan.sp.ru

Павел Николаевич Бондаренко — Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“, кафедра вычислительной техники; мл. науч. сотрудник; E-mail: pavel_bn@mail.ru

Рекомендована кафедрой вычислительной техники

Поступила в редакцию 19.01.10 г.

УДК 921.01

Л. В. Ефремов

ЗАПАС МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ КАК КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ИСПРАВНОСТИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Дается обоснование нового критерия оценки исправности приборов, названного запасом метрологической надежности. Предложенный метод можно положить в основу стандартов для поверки приборов и других средств измерений.

Ключевые слова: *вероятность, запас метрологической надежности, исправность, квантиль, поверка, погрешность, средство измерения.*

В Федеральном законе об обеспечении единства измерений [1, 2] особое значение придается проблеме подтверждения соответствия средств измерений (СИ) метрологическим требованиям путем выполнения первичных и периодических поверок. Это не простая проблема, поскольку погрешность — как основная метрологическая характеристика СИ — имеет вероятностную природу, которая по-разному учитывается поставщиками средств измерения при их поверках. Напомним, что при поверках погрешность каждого i-го измерения определяется как разность показания h_i прибора и истинного значения физической величины h_a, которая имитируется применяемым эталоном:

$$\Delta h_i = h_i - h_a. \tag{1}$$

К наиболее корректным методам следует отнести методы поверки, основанные на классическом правиле „трех сигм“, которое предусматривает выполнение многократных измерений погрешности в количестве M раз за сеанс поверки в целях сравнения предела допустимой погрешности Δh_a со средней квадратической погрешностью σ (СКП). Для исправного прибора СКП определяется по формуле

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{M}\left(h_i - h_{\text{ср}}\right)^2 \Big/ \left(M-1\right)} = \sqrt{\sum_{i=1}^{M}\left(\Delta h_i\right)^2 \Big/ \left(M-1\right)}, \tag{2}$$

где $h_{\text{ср}}$ — среднее арифметическое значение показаний прибора, которое при поверках исправного прибора должно быть равно h_a.

Так, в методиках поверки современных средств измерения массы (весов) указывается, что значение σ определяется путем десятикратных измерений массы эталонной гири и не должно превышать 1/3 абсолютного значения предела погрешности весов. Анализ паспортных метрологических характеристик весов практически всех типов подтверждает это требование. При этом обращают на себя внимание весьма жесткие требования к условиям проведения самих поверок, которые направлены на предотвращение образования систематических ошибок. Такие требования отвечают интересам поставщиков СИ и, как правило, соблюдаются при выполнении первичных поверок. Однако в реальной жизни по мере изнашивания

механизма приборов могут накапливаться систематические погрешности, для выявления которых, собственно, и предназначены периодические поверки.

Для решения этой метрологической проблемы в работах [3, 4] впервые предложен, а в настоящей статье усовершенствован мощный критерий, который назван запасом метрологической надежности Z_h:

$$Z_h = \frac{|\Delta h_a| - |\Delta h_{\text{ср}}|}{\sigma_h}, \tag{3}$$

где $\Delta h_{\text{ср}}$ — средняя арифметическая погрешность, которая в общем случае не равна нулю и определяется как

$$\Delta h_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^{M} \Delta h_i \Big/ M\,; \tag{4}$$

σ_h — средняя квадратическая погрешность, определяемая по формуле

$$\sigma_h = \sqrt{\sum_{i=1}^{M} \left(\Delta h_{\text{ср}} - \Delta h_i\right)^2 \Big/ \left(M-1\right)}\,. \tag{5}$$

В формуле (3) используются модули предела и средней погрешности для того, чтобы учесть их возможное зеркальное нахождение в отрицательной зоне поля разброса величин. Из этой формулы следует, что запас надежности Z_h есть не что иное, как квантиль нормального распределения, который характеризует вероятность недостижения предела погрешности $P(\Delta h_a)$. Это значит, что с его помощью можно объективно оценивать надежность СИ путем сравнения фактической вероятности с нормативным значением $P_{\text{доп}}$ или, что равноценно, путем сравнения фактического запаса надежности Z_h с допустимым запасом $Z_{\text{доп}}$. При таком подходе правило „трех или шести сигм“ является частным случаем этого метода оценки исправности СИ. Числа „3“ и „6“ — это требуемые запасы надежности при соответствующих им вероятностях 0,9987 и 0,999999999. Такие высокие требования, как правило, относятся к первичным поверкам особо точных средств измерения, что достигается за счет их более высокой стоимости. Однако в зависимости от назначения приборов требования к $Z_{\text{доп}}$ могут быть менее жесткими. Например, для бытовых или учебных приборов и инструментов запас надежности можно снизить до двух, и тогда $P(\Delta h_a) = 0{,}977$, или даже до единицы, и тогда $P(\Delta h_a) = 0{,}841$.

Опыт применения этого критерия выявил еще одно его важное свойство – возможность оценивать степень влияния систематических и случайных погрешностей на запас надежности, что следует из формулы (3) и иллюстрируется рис. 1, где представлены условные результаты стрельбы из ружья по мишени. Стремление при выполнении первичных поверок создавать условия, при которых случайная погрешность равна нулю, можно сравнить с точной стрельбой, производимой хорошим стрелком из хорошего ружья: см. рис. 1, *а*, где отмечена только небольшая СКП, а отклонений от десятки почти нет. В этом случае можно применять правило „трех сигм“. Появление в формуле (3) систематической ошибки в виде составляющей $\Delta h_{\text{ср}}$ соответствует случаю, когда стрельба производится пусть даже хорошим стрелком, но из плохого ружья со сбитой мушкой (см. рис. 1, *б*). Систематическая погрешность $\Delta h_{\text{ср}}$ может возникнуть по разным причинам, в том числе в результате износа механизма прибора. Выявление составляющей $\Delta h_{\text{ср}}$ имеет важное практическое значение и при калибровке СИ после поверки. В общем же случае может быть обнаружена большая погрешность прибора под влиянием как случайных, так и систематических факторов (см. рис. 1, *в*).

На рис. 2 показан пример расчета распределения $P(\Delta h)$ и плотности вероятности $f(\Delta h)$ погрешности прибора по результатам его поверки до ремонта (кривые *1*) и после ремонта (кривые *2*), выполненного в целях устранения систематической погрешности. Известно, что $\Delta h_a = 0{,}1$. Как видно из рисунка, до ремонта при средней погрешности $\Delta h_{\text{ср}1} = 0{,}15$ вероят-

ность $P(\Delta h_a)$= 0,266, а после устранении систематической погрешности при ремонте прибора получено: $\Delta h_{ср2} = 0$ и $P(\Delta h_a)$= 0,894.

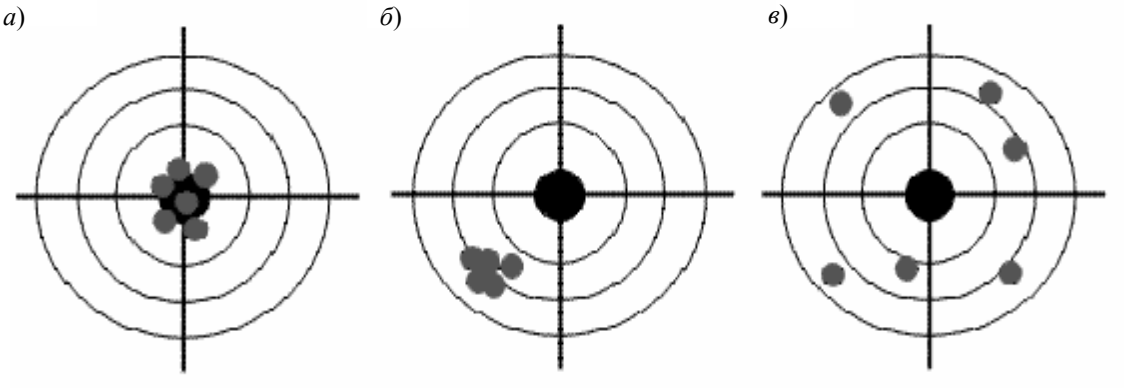


Рис. 1

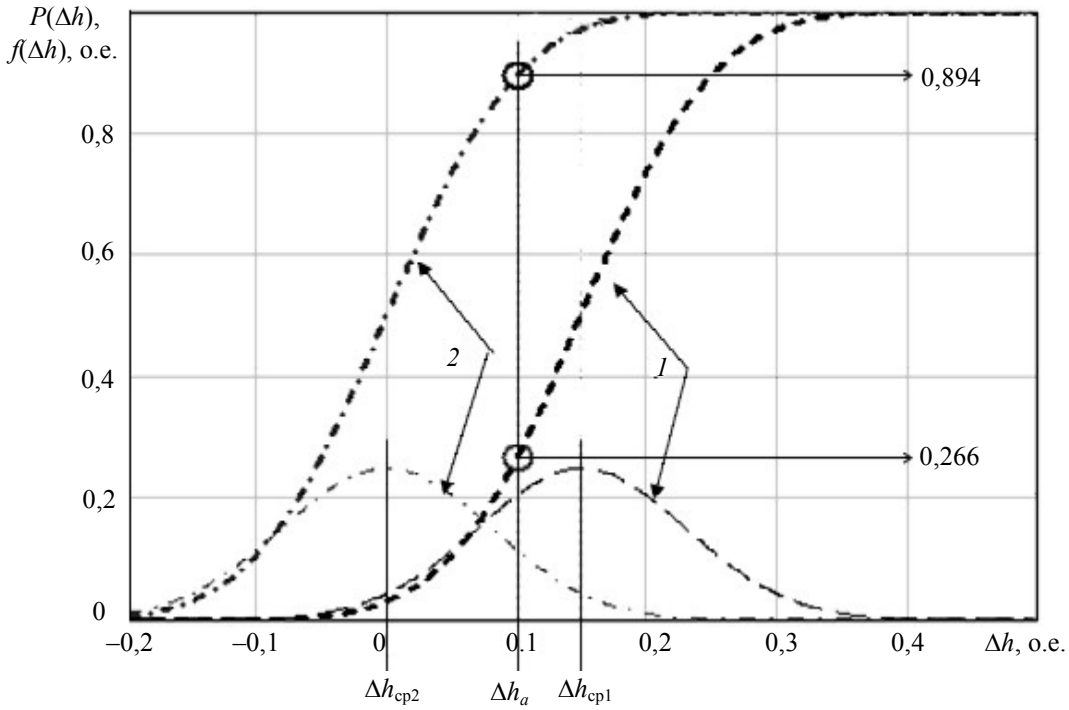


Рис. 2

Приведенная выше методика изложена применительно к использованию в качестве диагностического параметра абсолютной погрешности Δh_i, определяемой по формуле (1). Однако все зависимости и рассуждения полностью распространяются на исследования относительной погрешности прибора $\overline{\Delta h_i}$ при подстановке этой величины в формулы (4) и (5) вместо абсолютной погрешности Δh_i:

$$\overline{\Delta h_i} = \Delta h_i / h_a = \frac{h_i}{h_a} - 1. \qquad (6)$$

Данная методика оценки исправности приборов и других средств измерений имеет полное программное обеспечение и готова к широкому практическому применению.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Федеральный закон об обеспечении единства измерений. № 102-ФЗ. 26.06.08 [Электронный ресурс]: <http://www.referent.ru/1/122400?l108>.

2. РМГ 29-99. Метрология. Основные термины и определения [Электронный ресурс]: <http://www.gametest.ru/doc/pov/rmg_29_99.pdf>.

3. *Ефремов Л. В.* Практика вероятностного анализа надежности техники с применением компьютерных технологий. СПб: Наука, 2008.

4. *Ефремов Л. В.* Моделирование трендов погрешности диагностических приборов // Изв. вузов. Приборостроение. 2010. Т. 53, № 2. С. 38—43.

Сведения об авторе

Леонид Владимирович Ефремов — д-р. техн. наук, профессор; Петербургский институт машиностроения, кафедра триботехники; E-mail: levlefr@mail.ru

Рекомендована кафедрой мехатроники СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию 29.03.10 г.

УДК 620.19

В. Е. Махов

КОНТРОЛЬ ЛИНЕЙНЫХ РАЗМЕРОВ ИЗДЕЛИЙ НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИЙ ФИРМЫ “NATIONAL INSTRUMENTS”

Рассматривается задача контроля линейных размеров партии деталей на базе компьютерных технологий фирмы “National Instruments”. Исследуется способ повышения точности контроля путем определения расстояния между центрами дифференцированного интегрального распределения освещенности теневого изображения контролируемого изделия. Приводится описание макета лабораторной установки и виртуального прибора контроля.

Ключевые слова: *контроль линейных размеров*, *техническое зрение.*

В настоящее время широко используются промышленные системы технического зрения, позволяющие осуществлять бесконтактное определение геометрических размеров и формы заготовок, деталей и готовых изделий в процессе производства непосредственно на конвейере [1]. Однако такие системы, построенные на базе оптической системы с фотосенсором регистрации изображения, имеют ограничения по диапазону измерения и точности [2, 3]. Проекционный метод позволяет вычислять линейные размеры в диапазоне от 0,01 до103 мм с точностью примерно 0,001 мм — 0,1 мм [4]. Цифровая регистрация, осуществляемая оптической системой, диктует определенные требования к позиционированию объекта контроля и условиям освещения. Аберрации оптической системы не позволяют получить истинное изображение контролируемого изделия. Интерфейс программной реализации автоматизированных измерений в таких системах, как правило, не предусматривает возможность оценки достоверности контроля в изменяющихся технологических условиях. К недостаткам систем технического зрения можно отнести также сложность их встраивания в измерительный или технологический комплекс. Кроме того, проведение на одной компьютерной платформе большого объема вычислений по обработке изображения плохо совместимо с получением в режиме реального времени потока видеоинформации, поступающей с видеодатчика. Решения этой проблемы можно достичь путем построения распределенной контрольно-измерительной системы.

Для современных измерительных систем при серийном производстве изделий является актуальной задача определения динамики износа режущего инструмента или изменения настроек оборудования в технологическом цикле. Это, однако, требует высокой чувствительно-

сти системы в заданном диапазоне измерений, которую не всегда могут обеспечить системы технического зрения.

Проблемы построения общей модели автоматизированной системы контроля линейных размеров изделий и создания структурной схемы измерительного модуля, построенных на базе компьютерных технологий виртуальных приборов (ВП) фирмы “National Instruments” (NI — США), а также разработка алгоритмов измерения, позволяющих повысить точность контроля, являются предметом исследования в настоящей статье. Конкретно, рассматривается задача контроля линейных размеров партии однотипных деталей в автоматизированном режиме измерения.

Выбранные для построения системы автоматизированного контроля технологии фирмы NI позволяют реализовать модульную распределенную систему контроля с использованием различных аппаратных средств ввода видеоинформации, а также сетевые протоколы коммуникаций в контрольно-измерительных системах практически любой сложности [5]. Рассматриваемая система легко интегрируется в промышленную технологическую систему контроля качества изделий (приложение NI “Vision Builder AI”).

Для проведения экспериментальных исследований системы автоматизированного контроля линейных размеров деталей разработана схема, в которой предусмотрено наличие модуля автоматизированной подачи изделия в зону контроля, измерительного модуля, а также системы синхронизации. Данная схема контроля реализована в макете лабораторной экспериментальной установки (рис. 1).

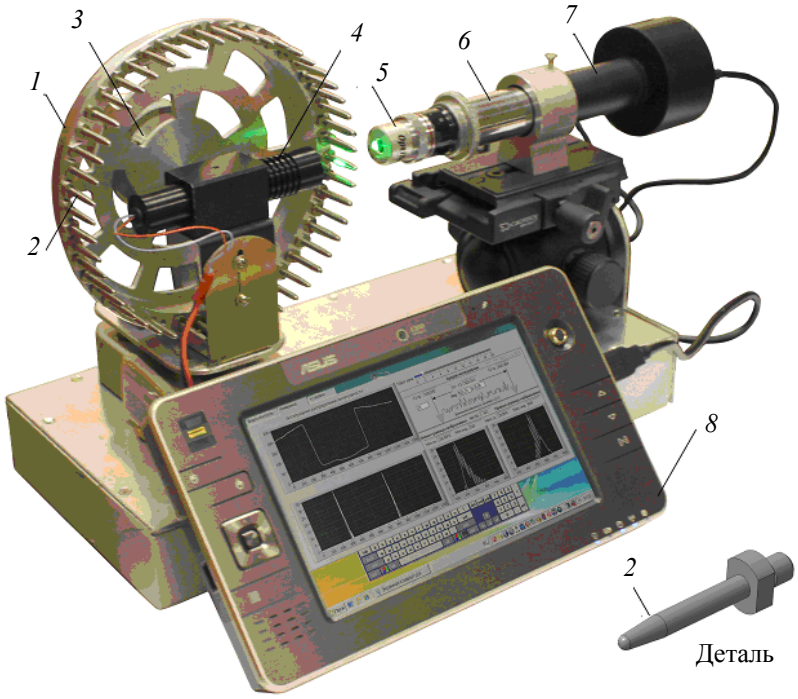


Рис. 1

Макет установки содержит управляемую шаговым двигателем *3* револьверную головку *1*, на которой закрепляется партия однотипных контролируемых деталей *2* (50 деталей). Детали подсвечиваются источником *4*. Регистрация теневого изображения осуществляется микроскопом *6*, состоящим из микрообъектива *5* и окулярной цифровой насадки (камеры) *7*. Сигнал с цифровой камеры поступает в компьютер *8*. Виртуальные приборы, установленные на компьютере, управляют поворотом револьверной головки, осуществляют обработку видеосигнала и вычисление линейных размеров деталей. Кроме того, ВП могут передавать и получать данные по сети.

В экспериментальных исследованиях работы макета использовались две окулярные цифровые камеры с ПЗС- и КМОП-матрицами фирмы WEBBERS [6]. Характеристики окулярных цифровых насадок с интерфейсом USB 2,0 и диапазоном регистрируемых длин волны 400—650 нм представлены в табл. 1.

Таблица 1

Камера	Тип модуля	Сенсор	Разрешение	Размер пиксела, мкм	*N*, кадров/с
1	DCM130	1/2", КМОП	1280×1024	5,2×5,2	15 (640×480)
2	WEBBERS MY Scope 320M CCD	1/3", ПЗС	2048×1536	2,3×2,3	15 (2720×2048)

Примечания: *N* — максимальное количество захватываемых кадров; 1/3 дюйма — 4,8×3,6 мм (6 мм по диагонали), 1/2 дюйма — 6,4×4,8 мм (8 мм по диагонали).

В макете установки в качестве осветителя были использованы светодиодный источник излучения и лазерный модуль KLM-A532-5-5 (выходная мощность излучения 5 мВт, длина волны излучения 532 нм (зеленый), выходной диаметр пучка излучения 8 мм, расходимость пучка излучения 0,1—0,2 мрад). В качестве привода револьверной головки использовался гибридный шаговый двигатель FL28STH32-0956A (шаг 1,8°), для управления шаговым двигателем — драйвер SH27D1. Автоматизация работы установки обеспечивалась устройством сбора данных NI USB 6009 и 4-канальным блок-реле NM4411.

В качестве образцов использовалась партия цилиндрических деталей (рис. 1, поз. *2*) диаметром $d = 3{,}35$ мм, а также нарезка из низкокачественной необработанной проволоки диаметром 1—2 мм. Детали имели лыски, что позволяло точно позиционировать их в измерительной схеме и обеспечивало воспроизводимость результатов контроля. Калибровка измерения проводилась в программе WEBBERS ScopePhoto по объект-микрометру с ценой деления 0,01 мм (ГОСТ 7513-55). В результате калибровки измерительной схемы (для объектива OptiTech 4$^{\times}$) получено: 1 пкс = 2,315 мкм (1-я камера), 1 пкс = 0,976 мкм (2-я камера).

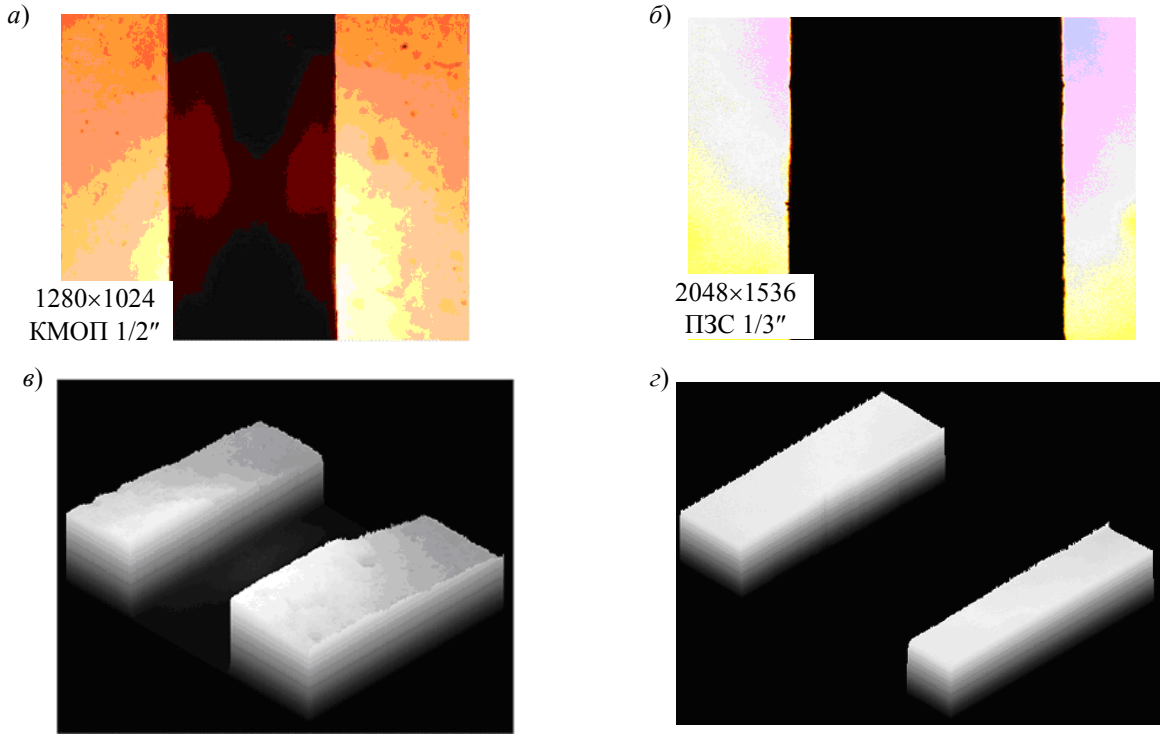


Рис. 2

Измерения диаметра детали, осуществленные с помощью микроскопа, показали, что в первом случае (камера 1) $d = 523 \pm 2$ пкс (1,210±0,003 мм), во втором (камера 2) —

$d = 1233{,}29 \pm 2$ пкс (1,203±0,002 мм). Динамический диапазон измерений и абсолютная погрешность первого сенсора составили 2,9±0,005 мм, второго — 3,1±0,003 мм. Анализ полученных изображений деталей подтвердил, что динамический диапазон ПЗС-матрицы больше, однако ввиду меньшего размера сенсора видимые хроматические аберрации и дисторсия в этом случае выше: см. рис. 2, где *а*, *б* — изображения, полученные с камер 1 и 2 соответственно; *в*, *г* —трехмерное распределение освещенности при использовании камер 1 и 2 соответственно.

Программная реализация системы контроля линейного размера выполнена в среде разработки ВП LabVIEW 8,6, обработка изображений — в приложении “Vision Assistant 8.6”. Система контроля реализована в виде ряда виртуальных приборов.

Блок-диаграмма исследовательского измерительного ВП содержит узлы обработки данных алгоритма работы программы (рис. 3). Временная структура синхронизирует работу алгоритма с заданной скоростью (периодом времени) и указывает ядро процессора для обработки данных. Это позволяет независимо от измерительной части прибора осуществлять управление его работой (на другом ядре процессора).

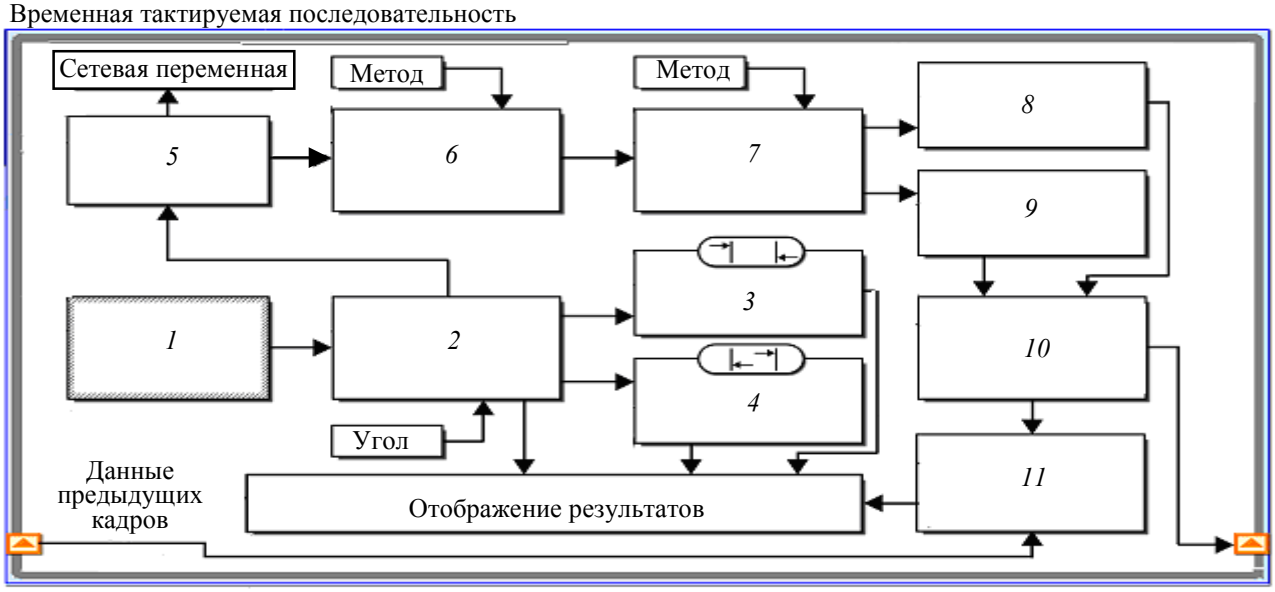


Рис. 3

С использованием экспресс-функции *1* (см. рис. 3) производится захват видеоизображения с цифровой камеры при заранее выбранных настройках. Функция *2* позволяет программно осуществлять поворот изображения на заданный угол. В алгоритме использованы встроенные функции *3* и *4* пакета IMAQ Vision, позволяющие измерять расстояние в горизонтальном направлении от центра области поиска изменения контраста изображения к вертикальным сторонам области, или наоборот, т.е. производить измерения снаружи и изнутри. Эти ВП (*3* и *4*) определяют координаты границ изображения по уровню контраста в заданных параллельных линиях поиска, что позволяет оценивать качество измерений, а также степень наклона изображения.

Для дальнейшей реализации алгоритма контроля интенсивность изображения переводится в числовой массив — функция *5*. Края изображения размыты, степень размытости определяется оптическими факторами и физикой работы фотосенсора (например, аппроксимацией соседних пикселов).

При определении координат $(\bar{x}_1, \bar{x}_2)$ центров тяжести распределения освещенности $I(x, y)$ в плоскости фотоприемника максимально используется информация о распределении освещенности в исходном изображении, однако результат измерений зависит даже от слабой

фоновой засветки и насыщения фотоэлектрического преобразователя. Этот алгоритм реализован в среде программирования NI LabVIEW с помощью встроенной функции интегрирования *6*, настройки которой позволяют использовать различные методы численного дифференцирования (ВП *7*) и интегрирования (см. рис. 3). Работу алгоритма можно описать следующим выражением:

$$\overline{x_i} = \left(\int_{a_i}^{b_i} x dx \Re \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \int_{y_1}^{y_2} \Im\{I(x,y)\} dy \right\} \right) \Bigg/ \int_{a_i}^{b_i} dx \Re \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \int_{y_1}^{y_2} \Im\{I(x,y)\} dy \right\},$$

где y_1, y_2 — нижняя и верхняя границы области изображения по высоте; a_i, b_i — правая и левая границы изображения; $\Im\{I(x,y)\}$ — фильтр для изображения; $\Re\{I'(x)\}$ — фильтр шума (отсекает нижнюю часть дифференцированной кривой).

Определение координат левой и правой границ изображения осуществляется ВП *8* и *9* (см. рис. 3), определение $d = x_1 - x_2$ — ВП *10*; функция *11* используется для усреднения по времени: $\mu\langle d \rangle, \sigma\langle d \rangle$.

Повысить точность вычисления абсолютного диаметра детали в большинстве случаев можно путем использования различных фильтров $\Im\{I(x,y)\}$. В ходе экспериментов исследовались фильтры из библиотек дополнительных модулей LabVIEW, в том числе фурье-фильтр и вейвлет-фильтры.

Лицевая панель измерительного виртуального прибора приведена на рис. 4 (в представленном автором виде). Контроль изображения осуществляется на видеомониторе, который отображает контролируемую деталь, ее выделенные границы и результаты измерений расстояний между ними (рис. 4, *а*). Дополнительный монитор показывает динамику изменения результатов измерений диаметра *d* изделия, производимых снаружи и изнутри. На графических индикаторах показано интегральное распределение освещенности и результат его дифференцирования (рис. 4, *б*, *в* соответственно). Временная зависимость усредненного измерения диаметра показана на рис. 4, *г*.

Как видно из увеличенных фрагментов графиков дифференцирования распределения освещенности, форма кривых имеет некоторую симметрию относительно центра изображения и отображает случайный фактор шума, что приводит к систематической и случайной погрешностям измерения. Информативная часть кривой представлена сравнительно небольшим числом точек, поэтому окончательный результат зависит как от выбора метода дифференцирования, так и метода интегрирования табличной функции, которые также влияют на гладкость формы кривой. Методы численного интегрирования предполагают *k*-й порядок дифференцируемости функции.

Было проведено сравнение результатов вычислений среднего значения *d* при использовании различных методов дифференцирования и интегрирования (см. табл. 2). Анализ таблицы показывает, что для получения стабильных во времени результатов измерений параметров необработанного изображения низкого качества наиболее эффективными являются самые простые алгоритмы вычислений. Девиация результатов измерений во времени определяет чувствительность измерительной схемы.

Таблица 2

Метод дифференцирования	Метод интегрирования			
	вперед	назад	центральный 2-й порядок	центральный 4-й порядок
Метод трапеций	536,44±0,01	536,44±0,01	536,58±0,03	536,61±0,05
Метод Симпсона	531,86±0,21	541,18±0,19	538,40±0,18	538,83±0,72
Метод Симпсона 3/8	537,61±0,24	540,70±0,26	540,03±0,29	541,70±0,60
Метод Боде	530,24±0,28	542,90±0,28	538,72±0,74	539,36±1,12

На основе визуального контроля и результатов, полученных с использованием функций компарирования, можно оценить качество поверхности изделия, т.е. фактически неровность граней изделия в зоне контроля. Экспериментальные исследования изображений образцов цилиндрических изделий с плохим качеством обработки показали следующее: стабильность результатов контроля во времени — менее ± 0,02 пкс; разброс результатов измерений при повороте изделия на угол ± 2,0° — 0,2 пкс; разброс результатов при расфокусировке ± 0,5 мм — 0,3 пкс; разброс результатов при изменении интенсивности подсветки ± 50 % — 0,1 пкс. Таким образом, можно считать, что метод определения диаметра детали по вышеприведенной формуле позволяет достичь точности измерения, составляющей ± 0,2 пкс, что более чем в 5 раз превышает результаты традиционных измерений, проводимых на матричных фотоприемниках.

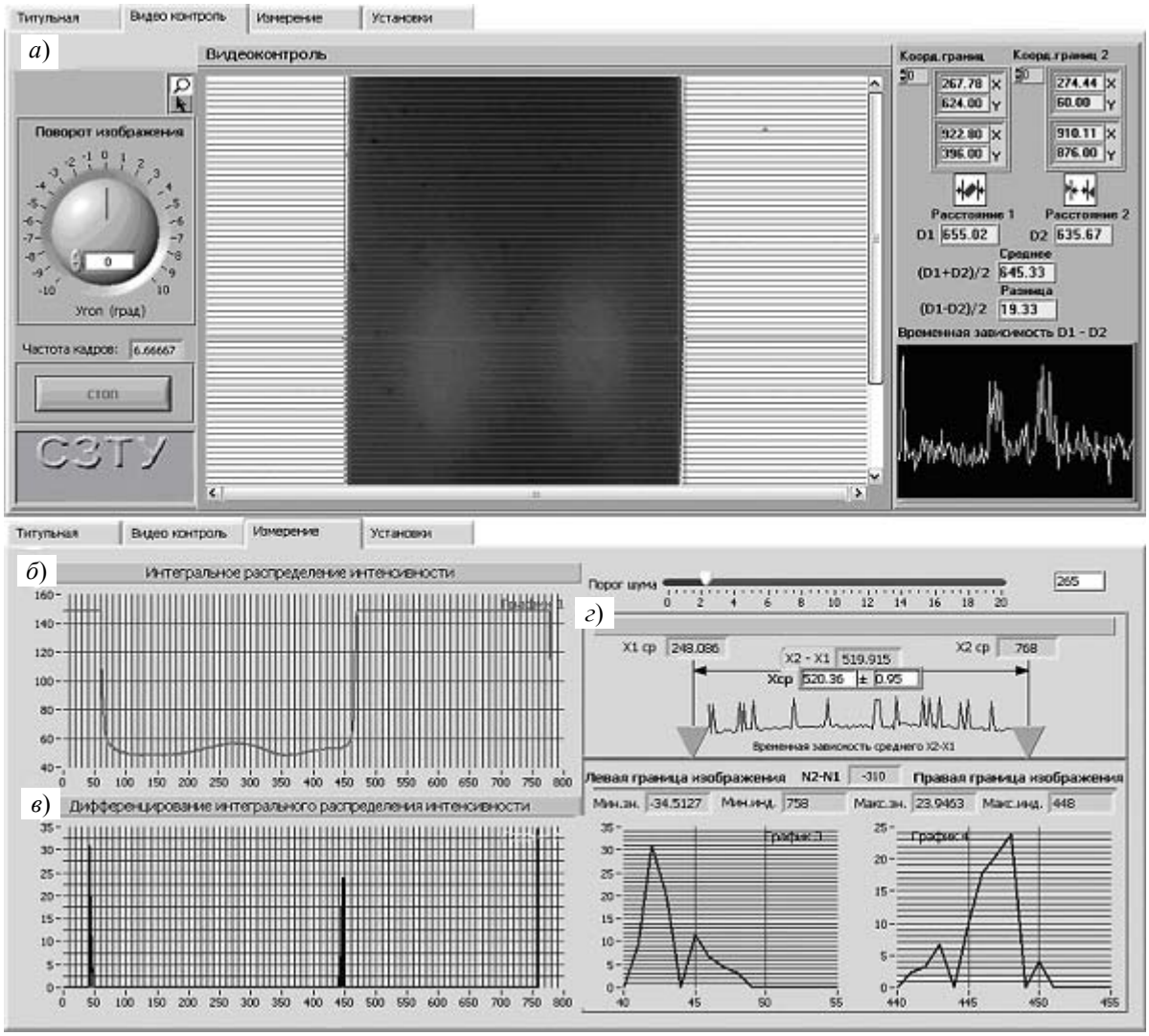


Рис. 4

Высокая чувствительность измерительной системы контроля изделий, находящихся в равных условиях, позволяет контролировать изменение линейного размера в партии однотипных изделий, что, в свою очередь, обеспечивает получение объективных данных о состоянии технологического оборудования.

Экспериментальные исследования показали возможность использования рассмотренной методики контроля при анализе образцов слоистых материалов или составных изделий (ступенчатый профиль), например силикатных материалов и других композиций.

Разработанная модель системы контроля может быть использована в технологическом процессе при неточном позиционировании объекта. Применение компьютерных технологий

фирмы “National Instruments” позволяет реализовать комплексную распределенную систему контроля, например, с функцией управления процессом подачи изделия в зону контроля. На основе диаграммы усредненных во времени результатов измерений можно оценить предельную чувствительность измерительной схемы. Введение функций предварительного контроля, а также учет промежуточных результатов интегрирования и дифференцирования изображения позволяют эффективно оценить надежность проводимого контроля и выявлять дефекты поверхности детали. Настройки зоны измерений расширяют возможности анализа результатов контроля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Афанасьев В. А.* Оптические измерения. М.: Высш. школа, 1981. 229 с.
2. *Пантелеев В. Г., Егорова О. В., Клыкова Е. И.* Компьютерная микроскопия. М.: Техносфера, 2005.
3. *Телешевский В. И., Шулепов А. В., Есин А. П.* Методы повышения точности линейных измерений на измерительных микроскопах с помощью цифровой обработки оптических изображений // Вестн. МГТУ „Станкин“: науч. рец. журн. 2009. № 1 (5). С. 102—106.
4. *Котляр В. В., Скиданов Р. В., Хонина С. Н.* Бесконтактное прецезионное измерение линейных смещений с использованием ДОЭ, формирующих моды Бесселя // Компьютерная оптика. 2001. Вып. 21. С. 102—104.
5. *Патракеев Н. В., Потапов А. И., Махов В. Е.* LabVIEW 8 — новые возможности автоматизации проектирования контрольно-измерительных систем // Компоненты и технологии. 2007. № 2(67). С. 138—141.
6. Сайт компании “Hangzhou Scopetek Opto-Electric Co., Ltd.”, Zhejiang Province, R.P. Chine [Электронный ресурс]: <http://scopetek.com>.

Сведения об авторе

Владимир Евгеньевич Махов — канд. техн. наук; Северо-Западный государственный заочный технический университет, кафедра приборов контроля и систем экологической безопасности, Санкт-Петербург; E-mail: vmah@rambler.ru

Рекомендована кафедрой приборов контроля и систем экологической безопасности

Поступила в редакцию 15.06.09 г.

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 681.77

М. М. Кольцов, С. В. Кузнецов

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ ОБЪЕМНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ АКУСТООПТИЧЕСКОГО ДЕФЛЕКТОРА

Рассматривается технология формирования и визуализации трехмерной сцены, восстановленной из двух или более ее проекций. Технология визуализация основана на компьютерном синтезировании одномерной голограммы светящейся линии пикселов с разной глубиной их положения.

Ключевые слова: *система формирования объемного видеоизображения, акустооптический дефлектор, дифракционная линза, трехмерный лазерный дисплей, голографическая система объемного видения, синтез голограммы.*

В настоящее время создание систем формирования объемных видеоизображений все еще находится в стадии разработки. Хорошо известные стереоскопические системы и системы виртуальной реальности, основанные на бинокулярном зрении человека, имеют ряд очевидных недостатков, таких как: малые углы обзора, кулисность изображения, малая глубина зоны стереоскопического видения, отсутствие вертикального параллакса. Перечисленные недостатки стереоскопических систем могут привести к дискомфорту наблюдателя, повысить его утомляемость и в итоге разрушить ощущение стереоэффекта. Стереосистемы невозможно использовать и для решения задач, в которых необходимо обеспечить объемное видение в относительно большой зоне пространства при перемещении наблюдателя. Эти и другие причины привели к необходимости разработок систем объемного видения, основанных на воспроизведении 3D изображения в реальном или иллюзорном объеме пространства.

На кафедре радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета „ЛЭТИ“ (СПбГЭТУ „ЛЭТИ“) работы в области синтеза систем передачи и визуализации объемных изображений ведутся с 1992 г. В 2006 г. начались работы над лазерной проекционной голографической системой объемного видения без электромеханических частей. За это время разработан алгоритм восстановления трехмерных изображений по двум или более плоским угловым ракурсам. В обычном изображении трехмерного пространства информация о расстоянии до различных элементов сцены проявляется только в виде косвенных признаков: через относительные размеры объектов, затенение одних объектов другими, различную освещенность и т.д. Один из способов получения информации о глубине изображения состоит в регистрации нескольких изображений сцены при различных ракурсах. В этом случае относительное положение точек сцены зависит от расстояния до точки их наблюдения. Сопоставляя изображения сцен, в ряде случаев можно реконструировать трехмерную структуру сцены. Интерес к методам восстановления

трехмерной структуры сцен по их плоским изображениям, возникший еще в середине XX века, связан с исследованиями в области искусственного интеллекта, а практическая потребность в робототехнических устройствах, способных ориентироваться в трехмерном пространстве, постоянно поддерживает этот интерес в последние десятилетия [1].

Назначение разработанного алгоритма — определение диспарантности для пары стереоизображений, представленных двумя плоскими ракурсами объекта или группы объектов. Третья координата (глубина) может быть найдена, при известной диспарантности, путем элементарных преобразований и исходя из параметров стереоскопической системы.

Для реализации алгоритма, прежде всего, необходимо построить математическую модель, на которую будет опираться рассматриваемый метод. Модель включает три логических блока, каждый из которых рассмотрим в отдельности:

— медианная фильтрация изображения, производимая с целью повышения помехоустойчивости алгоритма;

— разбиение каждого изображения стереопары на области, условно принадлежащие одному объекту, т.е. выделение объектов или их частей из общего ландшафта изображения;

— обнаружение соответствующих друг другу областей на левом и правом изображениях стереопары, в том числе, определение диспарантности.

Программная реализация алгоритма и обработка изображений реальных стереоснимков была проведена не в реальном времени. Результирующий снимок с добавлением каждому пикселу координаты глубины выводился в виде аксонометрии 3D сцены с помощью технологии вывода Open GL.

Две аксонометрии одной сцены с восстановленной координатой глубины при различных угловых ракурсах представлены на рис. 1, демонстрирующем вполне приемлемое качество изображения: четко просматривается рельефность снимков, т.е. наличие формы по глубине.

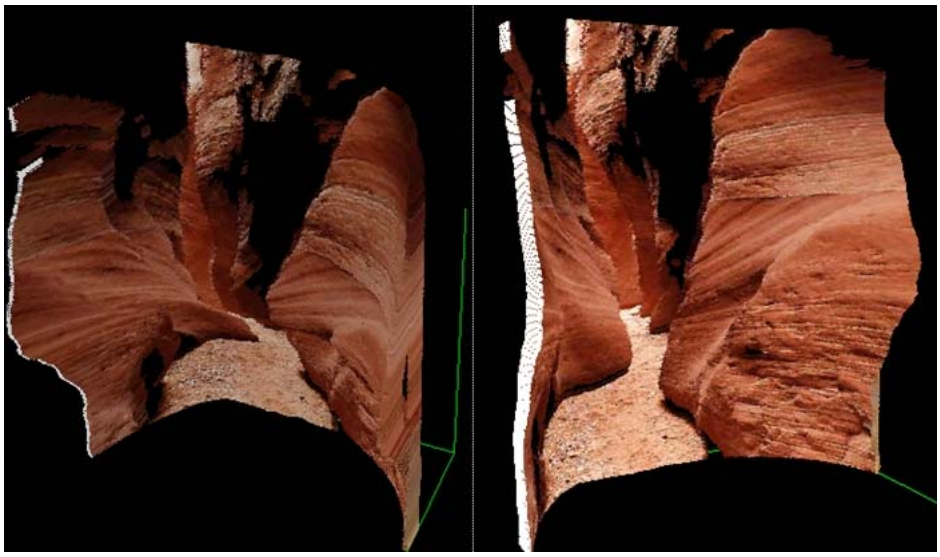


Рис. 1

Таким образом, предлагаемый алгоритм содержит целочисленные операции и может быть реализован аппаратно в виде цифровой БИС, что позволит обрабатывать в реальном времени два потока видеоизображений от двух видеокамер, снимающих два угловых ракурса 3D сцены, с добавлением 1 байта глубины для каждого пиксела 3D сцены.

Структурная схема системы формирования объемного видеоизображения показана на рис. 2.

Кадры, формируемые двумя цифровыми видеокамерами, синхронизируются блоком синхронизации, так что одновременно образуются левый и правый плоские ракурсы кадров. Эти два потока кадров поступают в блок восстановления глубины, состоящий из цифровой

БИС и четырех банков видеопамяти. В два банка памяти записываются новые левый и правый кадры, в это время другие два банка предоставляют информацию для обработки в цифровую БИС; затем банки памяти переключаются. На выходе блока восстановления глубины формируется уже один цифровой видеопоток, но с добавлением потока байтов глубины для каждого пиксела. Так, для обычного DVD-разрешения и 24 бит цветности к 1,2 Мбайт для одного кадра добавится 400 Кбайт информации о глубине пикселов.

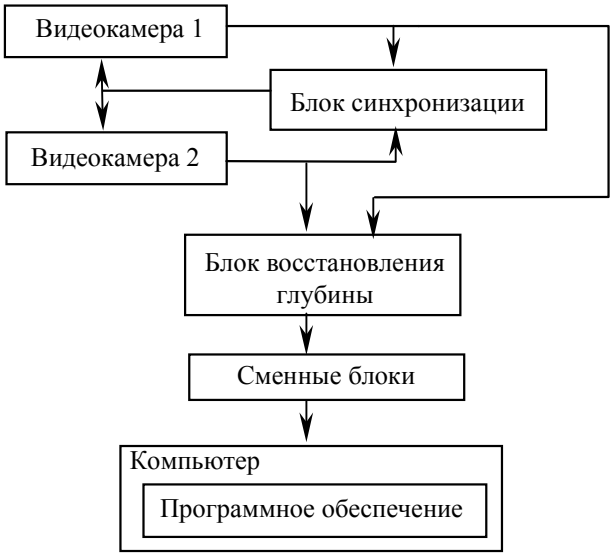


Рис. 2

В системе в зависимости от ее применения предусмотрены следующие сменные блоки.

— *Блок компрессии:* создание видеопотока в стандарте MPEG и передача его через Интернет (подразумевается компьютер с соответствующим программным обеспечением передачи через Интернет). Учитывая то, что целые группы пикселов имеют одну и ту же глубину в силу свойств алгоритма, поток байтов глубины может быть компрессирован так же, как и видеопоток кадров, при этом информацию о глубине пиксела можно записать вместо дополнительного байта цветности и использовать для компрессии в обычном формате MPEG4, либо можно отправлять информацию о глубине отдельным компрессированным потоком в формате MPEG4. Соответственно в этом случае на компьютере пользователя для принятия и воспроизведения видеопотока информации о 3D сцене должно быть установлено специальное программное обеспечение. Если к компьютеру также подключен реальный объемный дисплей (например, разработки кафедры радиоэлектронных средств СПбГЭТУ „ЛЭТИ“), то вывод информации осуществляется через соответствующий кодер и программу-проигрыватель.

— *Блок перекодировки:* модуляция и передача видеопотока по шине USB (либо другой проводной шине или кабелю военного применения) без потери его качества в компьютер. Этот блок может быть предназначен для систем технического зрения или военных систем. В этом случае аксонометрия сцены выводится на плоский дисплей, а 3D изображение — на объемный дисплей. При этом в дополнительном окне плоского дисплея указывается дальность до точек, отмеченных на экране компьютера. Для специализированных систем технического зрения может быть разработано специальное программное обеспечение для распознавания объектов, их взаимного расположения или контроля по каким-либо параметрам. В этом случае можно использовать более высокое разрешение при меньшей частоте кадров, например 1500×2000 или выше с частотой кадров 7 Гц. Применение видеокамеры с повышенной чувствительностью в ИК-диапазоне позволяет воспроизводить 3D тепловое изображение для систем ночного видения. Для всех вышеперечисленных систем целесообразно использовать три видеокамеры, расположенные в вершинах равностороннего треугольника, что позволит существенно повысить точность оценки глубины пикселов.

— *Блок компрессии:* создание видеопотока в стандарте MPEG, кодировка звука и запись потока на внешний носитель.

— *Блок преобразования* видеопотока в цифровой или аналоговый TV-сигнал с передачей его через эфир и приемом специальным телевизором. (Такой блок — более отдаленная перспектива при успешной продаже вышеописанных систем.) Функционирование телевизора осуществляется на основе разрабатываемого объемного дисплея, или это может быть обычный плоский телевизор, но с дополнительным графическим процессором и выводом 3D аксонометрии через 3D графический акселератор. При этом управлять сменой углового ракурса можно будет через дистанционный пульт. Такой телевизор может принимать и выводить и обычные плоские TV-изображения различных стандартных форматов.

Технология визуализации полученных объемных изображений опирается на применение растров микролинз и голограмм. На рис. 3 представлен визуализатор на основе двух голограмм. Для такого визуализатора 500—1000 гармоник радиосигнала возбуждения акустооптического дефлектора (АОД) формируют 500—1000 точек в параллельной строке, а девиация частот от центральных обеспечит получение информации о глубине положения этих точек на голограмме. Такая частотная девиация вызывает изменение радиуса светового луча при прохождении через дифракционную линзу.

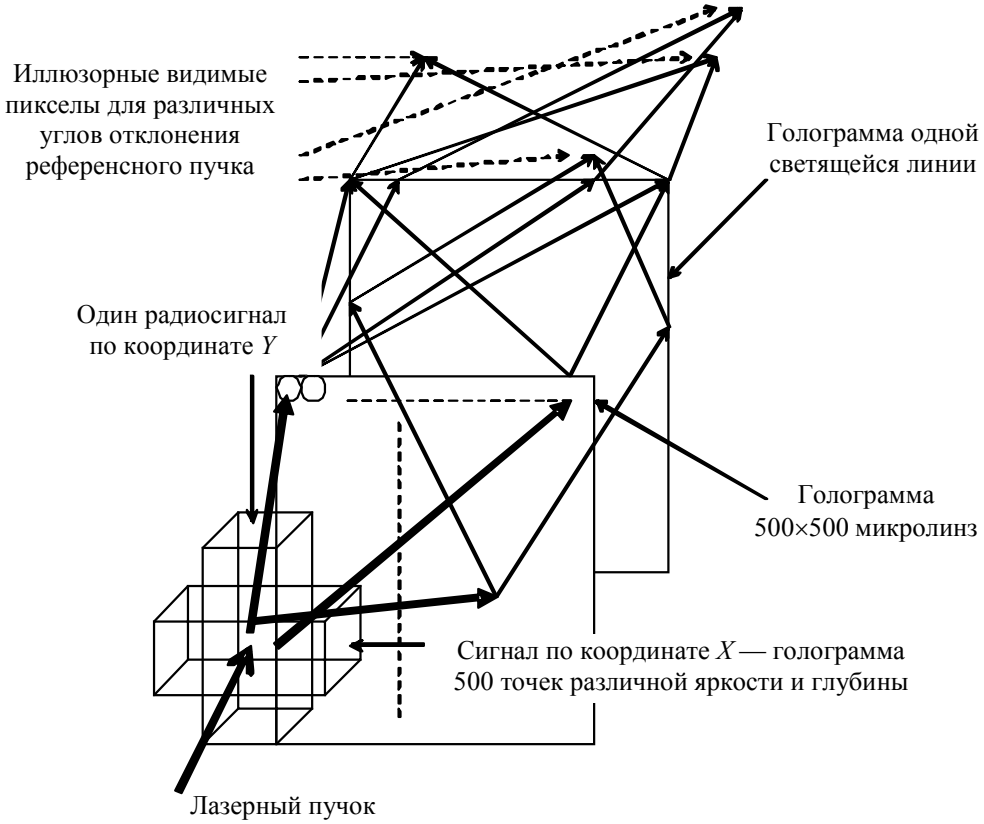


Рис. 3

Для формирования каждой точки 1/500—1/1000 лазерного луча попадает на массив микролинз первой голограммы в определенной угловой позиции по вертикальной координате. Лазерный луч является линией из 500—1000 точек по горизонтальной координате; он дифрагирует дополнительно на микролинзах первой голограммы и формирует 500—1000 новых источников референсного света по горизонтальной координате. Каждый из источников референсного света попадает на свою собственную линзу. Все 500—1000 новых источников света освещают часть второй голограммы светящейся линии как референсные лучи. Они формируют иллюзорные образы 500—1000 частей линии с определенной горизонтальной координатой, своей для

каждого референсного луча, и определенной глубиной. Диаграмма луча по вертикальной координате — узкая с плоским волновым фронтом, таким образом, все точки имеют одну вертикальную координату, а каждая точка линии имеет свою яркость. Второй канал АОД используется для смещения строки по вертикальной координате. При изменении частоты по этому каналу формируются новые 500—1000 точек со своими горизонтальными координатами из первого канала АОД, создаются следующие 1/500—1/1000 частей светящейся линии на голограмме, и т.д.

Радиосигнал вызывает движущуюся акустическую волну в АОД, поэтому для обеспечения режима стоячей волны в системе используется импульсный лазер с длительностью импульсов 1—2 мкс и частотой 25—50 кГц. При этом необходима система синхронизации с частотой лазерных импульсов, аналогичная системе синхронизации с частотой тела вращения электромеханического визуализатора. Применительно к синтезу радиосигнала для АОД, реализация этого метода основана на использовании аппаратуры, аналогичной разработанной для дисплея с электромеханическим визуализатором, но, помимо расчета частот синусоидальных гармоник для каждой точки, осуществляется расчет девиаций частоты этих гармоник по линзовому закону. Для оценки работоспособности метода и требований к голограммам разработан моделирующий пакет программ и проведено компьютерное моделирование.

Требования к количеству дискретов выборки радиосигнала, образующегося из суммы синусоидальных гармоник, были оценены в процессе моделирования оптического поля на выходе дефлектора в различных зонах дифракции. В процессе моделирования оценен также вид голограммы светящейся точки.

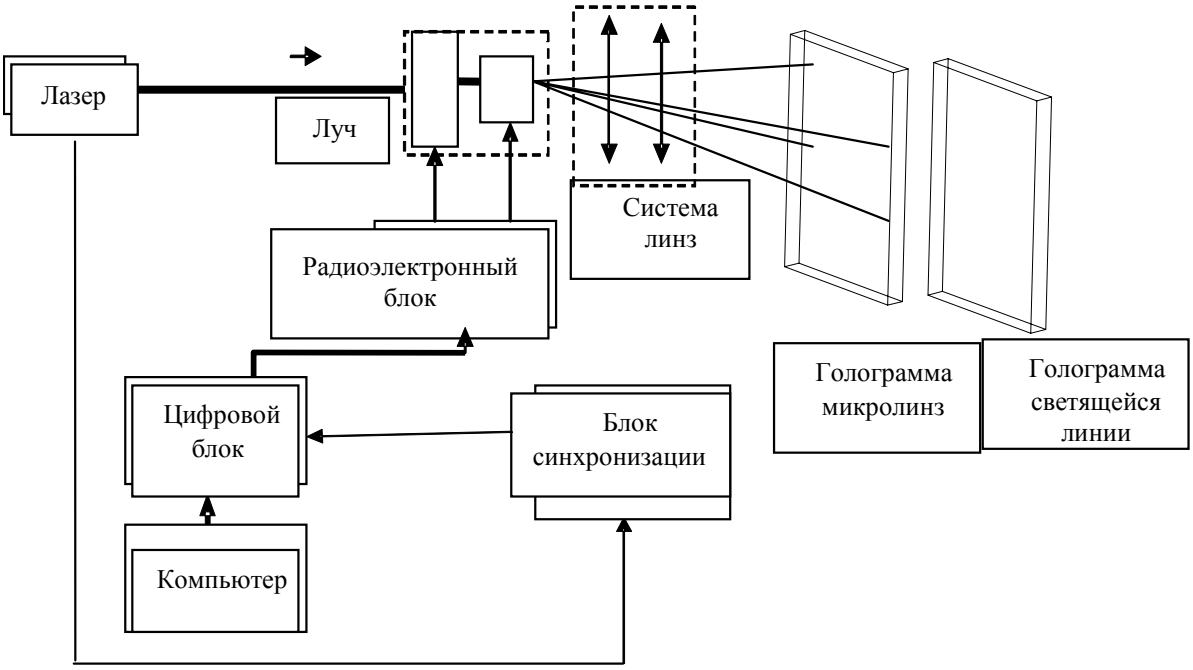


Рис. 4

На рис. 4 приведена структурная схема трехмерного лазерного дисплея, который реализует „рельефный“ принцип формирования изображения только по периметрам подсвеченных точек. Эта система включает следующие основные устройства:

— визуализатор, состоящий из двух голограмм;

— синхронизирующее устройство с частотой лазерных импульсов;

— импульсный лазер с коллимирующими и фокусирующими оптическими элементами;

— двухкоординатный АОД, управляющий сканированием лазерного луча, его фокусом и модулирующий его яркость;

— двухканальный радиоэлектронный возбудитель АОД, контролирующий амплитуду и частоту радиосигнала посредством цифровых кодов;

— цифровой блок, включающий буферную видеопамять, хранящую выборки радиосигнала (голограмму) для всех строк по координате *X*, и такой же цифровой блок, управляющий лучом по координате *Y*, с голограммой, сформированной по линзовому закону для всех точек на одной несущей частоте;

— компьютерный интерфейс (PCI шина).

Результаты поиска публикаций по системе формирования объемных изображений, аналогичной предлагаемой, показали отсутствие полного аналога разработанного объемного дисплея [2—10].

Сравнение рассмотренной голографической системы объемного видения с наиболее близкой к ней голографической системой на микрозеркальном модуляторе с LCD многослойным транспарантом [2] показало, что в предлагаемой авторами настоящей статьи технологии на основе акустооптического дефлектора расчет голограммы существенно проще, так как она одномерная для одной строки пикселов кадра, а не двумерная. Кроме того, подсвечиваются только точки периметров объектов сцены, а не весь растр объемного изображения; существенно сокращается время расчета объемного кадра для динамического изображения. В настоящее время синтез голограммы осуществляется авторами, как и зарубежными конкурирующими разработчиками, программно на персональном компьютере, но время расчета одного кадра не превышает 5—10 с в зависимости от сложности изображения (тогда как у конкурентов — до 7 мин). Сформированные ролики из кадров выводятся в реальном времени с частотой смены кадров 25—50 Гц. В дальнейшем предполагается перевести процедуру расчета в цифровую БИС, при этом синтез одномерной голограммы будет совмещен с воспроизведением кадров в реальном времени. В настоящее время разработан макетный образец проекционного голографического дисплея.

Исследования выполнены при поддержке Фонда содействия развитию малого бизнеса в научно-технической сфере, гос. контракты № 4462р/6849, 5568р/6849.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Golovkov A., Kuznetsov S., Voronov A.* Image formation in the three-dimensional laser display // Pattern Recognition and Image Analysis. 1996. Vol. 6, N 4. P. 823—826.
2. *Huebschman M., Munjuluri B., Garner H.* Digital micromirrors enable holographic video display // Laser Focus World. 2004. May. P. 111—116.
3. *Chinnock C.* Volumetric imaging provides a walk-around view // Laser Focus World. 1994. Vol. 29, N 9. P. 20—22.
4. *Bains S.* Radial scanning produces 3-D image on flat screen // Laser Focus World. 1993. Vol. 29, N 1. P. 41—42.
5. Pat. 4871231 USA. Three Dimensional Color Display and System / *F. Garcia*. 1989.
6. Pat. 5148310 USA. Rotating Flat Screen Fully Addressable Volume Display System / *R. G. Batehko.* 1992.
7. Pat. 4881068 USA. Three Dimensional Display Apparatus / *E. J. Korevaar, B. Spivey.* 1988.
8. Pat. 4870485 USA. Three Dimensional Generating Apparatus Having a Phosphor / *E. A. Downing, B. Torres*. 1989.
9. Pat. 4833528 USA. Color Video Projection Apparatus Using Acousto-Optical Deflector / *K. Kobavashi, C. Kowa.* 1989.
10. Stereoscopic display exploits the brain. Three dimensional imaging // Laser Focus World. 2000. Sept.

Сведения об авторах

Михаил Михайлович Кольцов — Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“, кафедра радиоэлектронных средств; ассистент; E-mail: mihail_koltsov@mail.ru

Сергей Викторович Кузнецов — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“, кафедра радиоэлектронных средств; E-mail: kuz2006ru@yandex.ru

Рекомендована кафедрой радиоэлектронных средств

Поступила в редакцию 05.06.09 г.

УДК 621.38

В. Е. Удальцов, А. А. Уварова

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ИЗЛУЧЕНИЯ В СВЕТОДИОДАХ

Рассматривается физико-математическая модель светодиода в корпусе ТО-1, в качестве параметров которой использованы геометрические размеры кристалла и элементов корпуса, показатели преломления и коэффициенты поглощения материала корпуса кристалла. При решении задачи распространения излучения учтены процессы отражения от основания корпуса, цилиндрической и сферической поверхностей купола, эффекты преломления лучей на указанных поверхностях, поглощение излучения в кристалле и материале корпуса. Приведены результаты сравнения расчетных и экспериментальных диаграмм направленности излучения светодиода КИПД-21К.

Ключевые слова: *диаграмма направленности излучения светодиода, математическая модель, эффективность излучения светодиода.*

Введение. В настоящее время конструирование и производство мощных светодиодов является приоритетным направлением работ ведущих фирм. Это связано с тем, что светоотдача современных светодиодов превышает светоотдачу ламп накаливания, а в ближайшем будущем превысит и светоотдачу люминесцентных и газоразрядных ламп при значительно большем сроке службы [1].

Как известно, эффективность излучения светодиодов определяется в основном двумя факторами: качеством исходной светодиодной структуры и оптическими параметрами корпуса прибора [2, 3]. Свойства светодиодных структур, их внутренний квантовый выход зависят от состава примесей и способов легирования полупроводников, а также от типа контактной системы. Эти параметры оптимизируются на этапах выращивания эпитаксиальных слоев и изготовления кристаллов для светодиодов. Все параметры, определяющие качество светодиодных структур, как правило, заранее заданы.

Кристаллы светодиодов, используемые в серийном производстве, в большинстве своем имеют форму параллелепипеда. Диаграмма направленности излучения кристалла близка к диаграмме равнояркого источника; отличия от закона Ламберта связаны с эффектами отражения и преломления лучей на границах раздела сред и влиянием непрозрачного верхнего электрода. Эту зависимость можно оценить теоретически [4] или исследовать экспериментально [3] и учитывать при разработке конструкции прибора.

Способ сборки и параметры корпуса прибора определяют направленность (угол) излучения и максимальную силу света, относящиеся к основным светотехническим параметрам светодиодов. Таким образом, для построения математической модели светодиода и расчета диаграммы направленности его излучения необходимо знать индикатрису излучения кристалла и основные параметры выбранного корпуса, определяющие условия отражения и фокусировки излучения.

Параметры модели корпуса типа ТО-1, имеющего цилиндрическую симметрию, приведены на рис. 1. Основными элементами конструкции являются излучающий кристалл *S*—*S*′, установленный на металлическую отражающую поверхность в виде усеченного конуса *OFD*, называемую фарой, и пластмассовый корпус в виде купола *ABC*. Корпус изготавливается в виде цилиндра или конуса высотой $H_к$, сопряженного со сферической фокусирующей поверхностью *AB*. При трансферном прессовании корпуса в разъемные формы боковая поверхность корпуса изготавливается в виде цилиндра, если же герметизация прибора выполняется методом заливки жидкого компаунда в литьевые формы, то для удобства извлечения корпуса из формы поверхность его выполняется в виде конуса с минимальным углом наклона образующей по отношению к оси прибора.

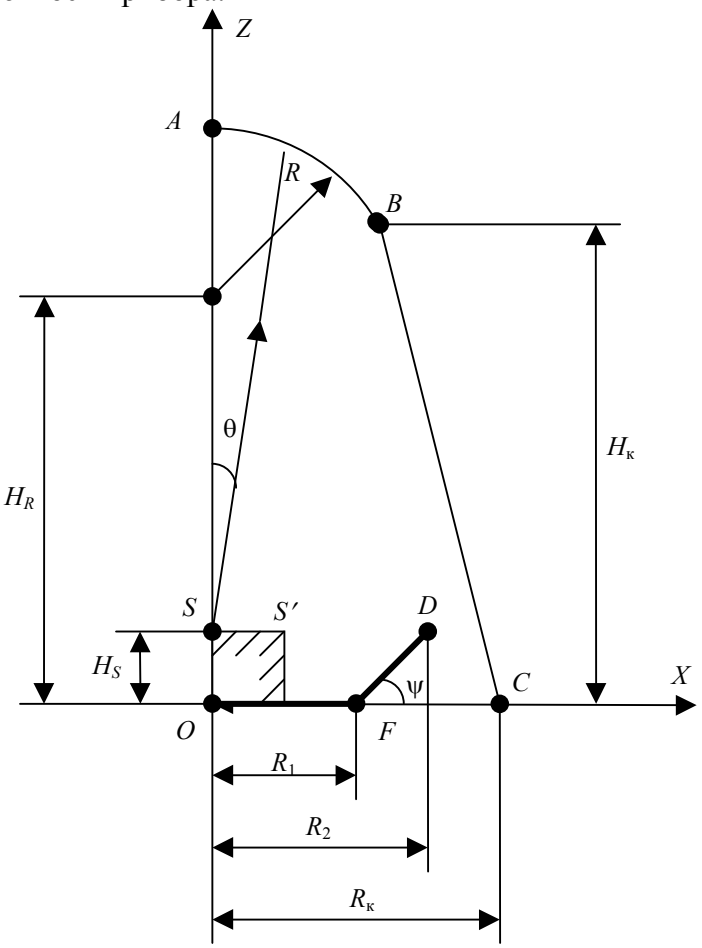


Рис. 1

Описание хода лучей в корпусе типа ТО-1. При расчете диаграммы направленности излучения светодиода указанной конструкции предполагается, что кристалл излучает монохроматический свет, как массив точечных источников с координатами X_S и Z_S. Ось *Z* является осью симметрии корпуса, поэтому достаточно учесть только излучение источников с координатами $X_S > 0$ и построить диаграмму направленности излучения в первом квадранте выбранной системы отсчета.

В зависимости от угла излучения θ возможны следующие варианты распространения излучения:

1) при cos θ > 0, sin θ > 0 луч направлен вправо и вверх;
2) при cos θ < 0, sin θ > 0 луч направлен вправо и вниз;
3) при cos θ > 0, sin θ < 0 луч направлен влево и вверх;
4) при cos θ < 0, sin θ < 0 луч направлен влево и вниз.

В первом случае необходимо учитывать либо отражение от границы *DF*, либо отражение и преломление на участке *BC*, либо отражение и преломление на участке *AB*; во втором случае — либо отражение от поверхностей *OF* или *DF*, либо отражение и преломление на участке *BC*; в третьем случае учитываются эффекты прохождения луча через поверхность *OA*, отражение и преломление на участке *AB*, при этом эффект прохождения луча через поверхность *OA* эквивалентен отражению луча от этой поверхности, поскольку вследствие изотропности источника лучу, падающему справа на поверхность *OA* под углом $-\theta$, всегда найдется луч, выходящий слева через *OA* под углом θ; в четвертом случае учитывается только эффект отражения от поверхности *OF* и не учитываются эффекты отражения от поверхностей *DF* и *FC* слева как маловероятные.

Первоначальное направление луча задается углом θ (рис. 2):

$$\theta = \theta_0 + \pi/K,$$

где K — число разбиений по углу θ (целое число, кратное 360).

При этом траектория распространения луча в координатах Z, X определяется уравнениями

$$\left.\begin{aligned} Z &= r\cos\theta, \\ X &= r\sin\theta \end{aligned}\right\}$$

или $X = Z\operatorname{tg}\theta$.

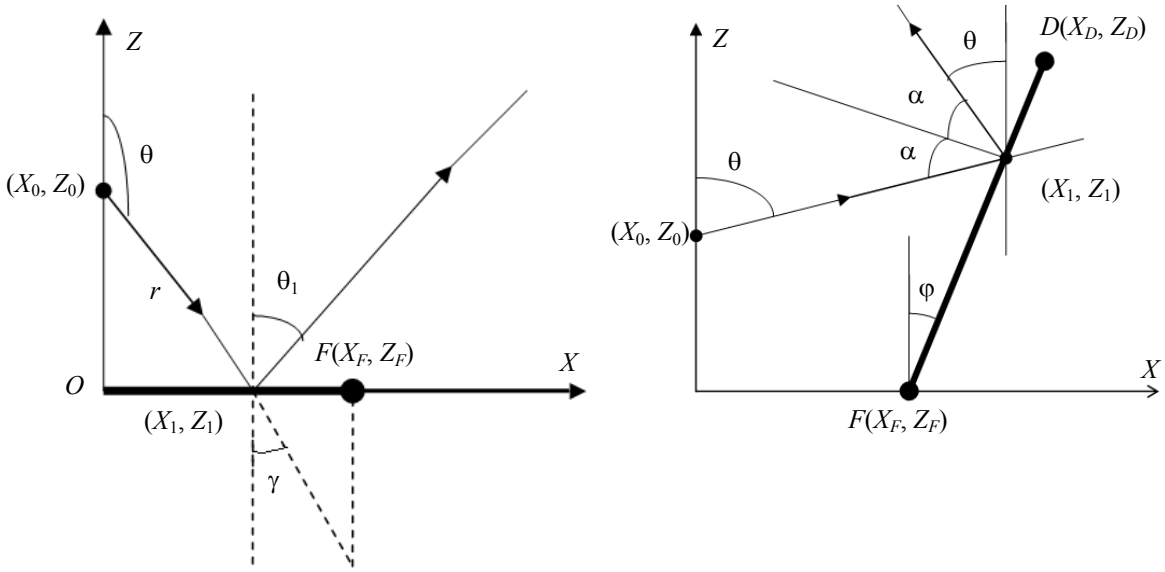


Рис. 2

В зависимости от заданного направления луча определяется точка его пересечения с отражающей поверхностью и ее координаты (X_1, Z_1). После этого определяются угол α падения луча, угол θ_1 отражения луча относительно оси Z и угол γ преломления луча относительно оси Z. Угол γ является углом, под которым луч выходит из корпуса прибора.

Интенсивность света I на расстоянии r от источника определяется на основе закона поглощения Бугера — Ламберта:

$$I = I_0 \exp(-\chi r),$$

где I_0 — интенсивность света в точке с координатами (X_0, Z_0), χ — коэффициент поглощения.

Расстояние r от точки (X_0, Z_0) до точки (X_1, Z_1) рассчитывается по формуле

$$r = \sqrt{(X_1 - X_0)^2 + (Z_1 - Z_0)^2}.$$

Если имеет место отражение луча от поверхностей *OF* или *DF*, то интенсивность отраженного излучения уменьшается в ρ раз: $I_1 = I\rho$, где ρ — коэффициент отражения поверхности. Если же поверхность прозрачна, т.е. имеет место отражение и преломление, коэффициент отражения рассчитывается по известной формуле Френеля:

$$\rho = 0,5\left\{\left[\sin(\alpha-\beta)/\sin(\alpha+\beta)\right]^2 + \left[\mathrm{tg}(\alpha-\beta)/\mathrm{tg}(\alpha-\beta)\right]^2\right\}.$$

Интенсивность преломленного излучения $I_2 = I(1-\rho)$.

При уменьшении интенсивности излучения вследствие указанных эффектов более чем в 20 раз (до 5 %) оно не учитывается в выходящем потоке света.

Эффекты отражения и преломления лучей поверхностями. Отражение и преломление лучей поверхностями рассчитывается по законам геометрической оптики, которые применительно к данной задаче приводят к следующим формулам для угла отражения θ_1.

1. *Отражение от поверхности OF* (см. рис. 2). Полагая $X = X_F$, находим

$$Z = Z_0 + \left(X_F - X_0\right)/\mathrm{tg}\,\theta.$$

Если $Z>0$, то луч не попадает на отражающую поверхность *OF*; если $Z<0$, то имеет место отражение от поверхности *OF* в точке с координатами $X_1 = X_0 - Z_0\,\mathrm{tg}\,\theta$, $Z_1=0$. Угол отражения $\theta_1 = \pi - \theta$.

2. *Отражение от поверхности DF* (см. рис. 2). Полагая $X = X_D$, находим

$$Z = Z_0 + \left(X_D - X_0\right)/\mathrm{tg}\,\theta.$$

Если $Z > Z_D$ или $Z<0$, то луч не попадает на отражающую поверхность *DF*; если же $0 < Z \le Z_D$, то имеет место отражение от поверхности *DF* в точке, которая определяется из решения системы уравнений

$$\left.\begin{aligned} Z &= Z_0 + \left(X - X_0\right)/\,\mathrm{tg}\theta; \\ Z &= Z_F + \left(X - X_F\right)/\,\mathrm{tg}\,\varphi, \end{aligned}\right\}$$

где $\mathrm{tg}\varphi = \left(X_D - X_F\right)/\left(Z_D - Z_F\right)$.

Отсюда следует, что координаты точки пересечения луча с поверхностью определяются уравнениями

$$X_1 = X_0 + \left(Z_1 - Z_0\right)\mathrm{tg}\theta,$$

$$Z_1 = \left(X_0 - X_F + Z_F\,\mathrm{tg}\,\varphi - Z_0\,\mathrm{tg}\theta\right)/\left(\mathrm{tg}\,\varphi - \mathrm{tg}\theta\right).$$

Угол отражения $\theta_1 = 2\varphi - \theta$.

3. *Отражение и преломление лучей поверхностью OA* (рис. 3). Полагая $Z = Z_A$, находим

$$X = X_0 + \left(Z_A - Z_0\right)\mathrm{tg}\theta.$$

Если $X<0$, то имеет место отражение и преломление лучей поверхностью *OA*. Точка пересечения будет иметь координаты

$$X_1 = 0,\ Z_1 = Z_0 - X_0/\mathrm{tg}\,\theta.$$

Угол отражения $\theta_1 = -\theta$.

4. *Отражение и преломление лучей на границе раздела сред BC* (см. рис.3). Точка пересечения луча с поверхностью *BC* определяется из решения системы уравнений

$$\left.\begin{aligned} X &= X_C + \left(Z - Z_C\right)\mathrm{tg}\varphi; \\ X &= X_0 + \left(Z - Z_0\right)\mathrm{tg}\,\theta, \end{aligned}\right\}$$

где φ — угол наклона поверхности *BC* относительно оси *Z*.

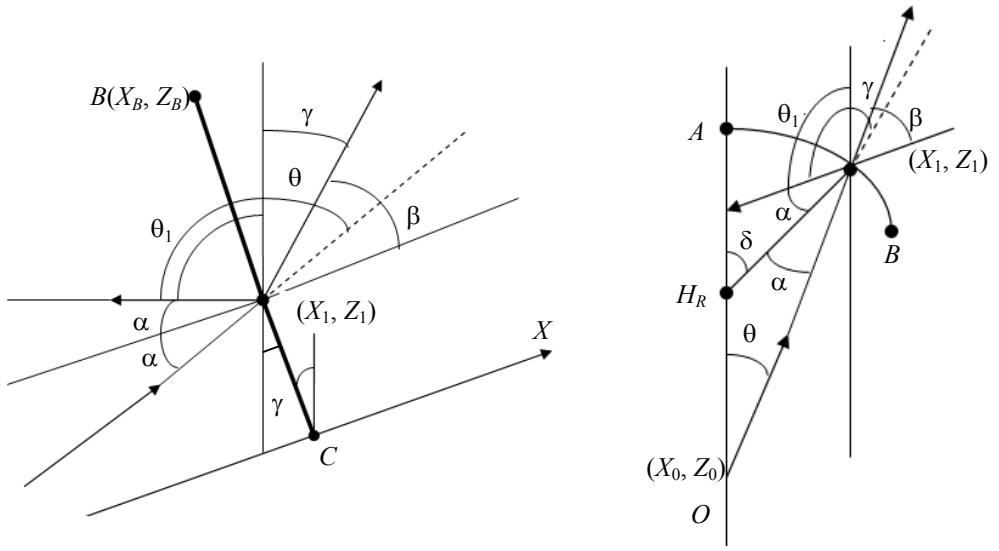


Рис. 3

Как следует из рис. 3, $\mathrm{tg}\varphi = \left(X_B - X_C\right)/\left(Z_B - Z_C\right)$. Координаты $\left(X_1, Z_1\right)$ точки пересечения луча с поверхностью *BC* определяются выражениями

$$X_1 = X_0 + \left(Z_1 - Z_0\right)\mathrm{tg}\,\theta, \quad Z_1 = \left(X_C - X_0 + Z_0\mathrm{tg}\,\theta - Z_C\mathrm{tg}\varphi\right)/\left(\mathrm{tg}\,\theta - \mathrm{tg}\varphi\right).$$

Если координаты X_1 и Z_1 лежат в пределах $X_B \le X_1 \le X_C$ и $Z_C \le Z_1 \le Z_B$, то имеет место преломление лучей на поверхности *BC*. В этом случае угол отражения $\theta_1 = 2\varphi - \theta$, причем $-\pi/2 < \varphi < 0$.

Угол преломления β определяется из условия

$$\sin\beta = n\sin\alpha,$$

где *n* — показатель преломления материала купола, а угол падения α связан с углами θ и φ соотношением $\alpha = \pi/2 - \theta + \varphi$.

Если $\sin\beta \ge 1$, то имеет место полное внутреннее отражение и в этом случае $I_1 = I_0$, $I_2 = 0$. Если же $\sin\beta < 1$, то интенсивности отраженного $\left(I_1\right)$ и преломленного $\left(I_2\right)$ излучения рассчитываются с учетом формулы Френеля. Угол преломления луча относительно оси *Z* определяется по формуле $\gamma = \pi/2 + \varphi - \beta$.

5. *Отражение и преломление лучей сферической поверхностью AB* (см. рис. 3). Точка пересечения луча с поверхностью *AB* определяется из решения системы уравнений

$$\left.\begin{aligned} X^2 + \left(Z - H_R\right)^2 &= R^2, \\ X &= X_0 + \left(Z - Z_0\right)\mathrm{tg}\,\theta. \end{aligned}\right\}$$

Это приводит к уравнению второго порядка по *X* вида

$$ax^2 - bx + c = 0,$$

где $\alpha = 1 + \mathrm{tg}^2\,\theta$, $b = 2\left(H_R - \mathrm{tg}\theta\left(X_0 - Z_0\mathrm{tg}\theta\right)\right)$, $c = \left(X_0 - Z_0\mathrm{tg}\,\theta\right)^2 - R^2 + H_R{}^2$.

Учитываем только корни квадратного уравнения, соответствующие условию $Z_A \ge Z_1 \ge Z_B$. Координата X_1 точки пересечения луча с поверхностью купола определяется

как $X_1 = X_0 + (Z_1 - Z_0)\mathrm{tg}\theta$. Если $Z_B \le Z_1 \le Z_A$ и $0 \le X_1 \le X_B$, то имеет место пересечение луча с поверхностью *AB*.

Угол α падения луча определяется из следующих соотношений:

1) если $\theta > \delta$, то $\alpha = \delta - \theta$;

2) если $\theta < \delta$, то $\alpha = \theta - \delta$,

где $\mathrm{tg}\delta = X_1 / (Z_1 - H_R)$.

В первом случае угол отражения $\theta_1 = \theta + 2\alpha - \pi$, во втором $\theta_1 = \theta - 2\alpha - \pi$.

Если $\sin\beta \ge 1$, то имеет место полное внутреннее отражение, при этом интенсивность отраженного излучения $I_1 = I_0$, а преломленного — $I_2 = 0$. Если же $\sin\beta < 1$, то интенсивности I_1 и I_2 рассчитываются по формулам Френеля. При этом угол γ определяется из следующих соотношений:

— если $\theta < \delta$, то $\gamma = \delta - \beta$;

— если $\theta > \delta$, то $\gamma = \delta + \beta$.

Предлагаемая математическая модель процесса распространения излучения в корпусе светодиода типа ТО-1 позволяет рассчитать диаграмму направленности и определить угол излучения различных светоизлучающих диодов. С этой целью разработана и апробирована компьютерная программа „DIAGR“ для расчета коэффициента вывода излучения и распределения интенсивности излучения в полярных и декартовых координатах. Результаты моделирования оптических процессов представлены на рис. 4, где приведена экспериментальная (показана точками) диаграмма направленности излучения светодиода КИПД-21К с кристаллом из AlGaAs (λ=0,66 мкм), сплошные кривые соответствуют расчетным диаграммам направленности при следующих значениях параметров: *1* — $R_к$=5 мм, H_R=6 мм, *R*=2,3 мм, H_S=0,3 мм, ψ=45°, *n* =1,5; *2* — H_R=3,5 мм, ψ=45°; *3* — H_R=3,5 мм, ψ=60°; *4* — H_R=2,5 мм, ψ=60°; *5* — H_R=3,0 мм, ψ=60°, *n*=1,45.

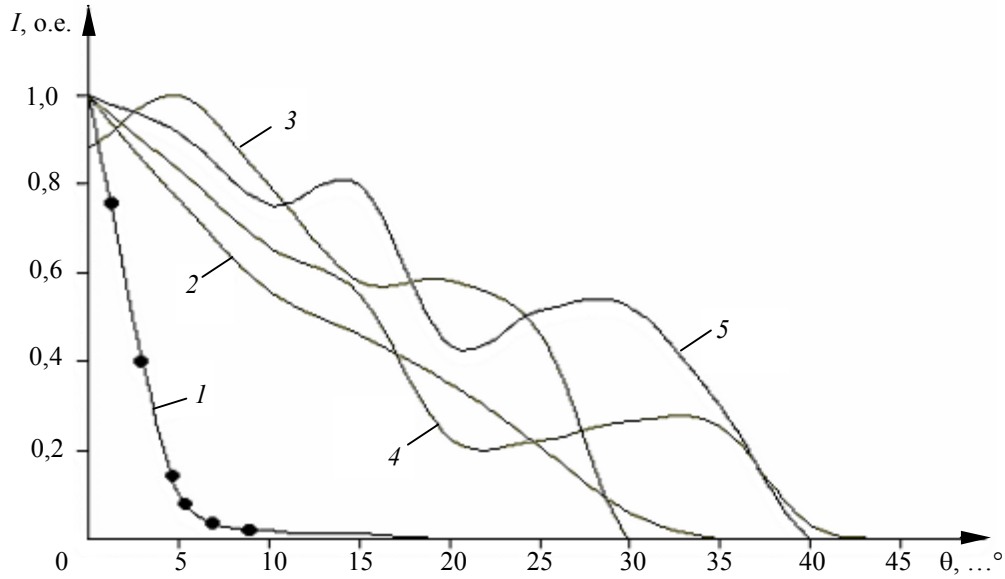


Рис. 4

Измерение углового распределения интенсивности излучения проводилось на гониометре Г-5, в качестве приемника излучения использовался ФЭУ-62. Входное окно приемника ограничивалось диафрагмой с отверстием диаметром 2мм. Исследуемый светодиод был установлен в центре вращающегося столика, расстояние от центра столика до диафрагмы составило 0,2 м, угол излучения светодиода равен 8º.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Коган Л. М.* Современное состояние полупроводниковых излучающих диодов // Электронные компоненты. 2000. № 2. С. 22—27.

2. *Никифоров С. Г.* Проблемы, теория и реальность светодиодов // Компоненты и технологии. 2005. № 5. С. 48—57.

3. *Удальцов В. Е., Уварова А. А.* Оптические свойства кристаллов для светоизлучающих диодов // Тез. докл. 6-го Междунар. науч. семинара „Карбид кремния и родственные материалы“. Великий Новгород, 2009. С. 102—104.

4. *Забелин В. А., Гуревич С. А.* Моделирование процессов распространения излучения в светодиодах на основе AlGaInN и методы повышения их эффективности // Тез. докл. 3-й Всерос. конф. „Нитриды галлия, индия и алюминия — структуры и приборы“. СПб, 2004. С. 123—124.

Сведения об авторах

Виктор Екимович Удальцов — канд. физ.-мат. наук, доцент; Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого, кафедра общей и экспериментальной физики; E-mail: veou@list.ru

Алина Александровна Уварова — аспирант; Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого, кафедра общей и экспериментальной физики; E-mail: ualek@list.ru

Рекомендована кафедрой
общей и экспериментальной физики

Поступила в редакцию
08.10.09 г.

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 681. 785. 5:536.62

Н. П. Белов, А. Д. Яськов, В. Н. Грисимов

ЛАБОРАТОРНЫЙ СПЕКТРОМЕТР ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЦВЕТНОСТИ ДИФФУЗНО ОТРАЖАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ

Рассматриваются конструктивные особенности и основные технические характеристики лабораторного спектрометра на основе полихроматора для измерения коэффициента отражения и определения параметров цветности диффузно отражающих объектов. Приводятся результаты экспериментальной апробации прибора.

Ключевые слова: *интегрирующая сфера, колориметрия, спектр отражения.*

Спектроколориметрические методы и средства исследований в настоящее время широко используются в различных областях науки и техники (см., например, работу [1]). Современные технологии колориметрии, как правило, предполагают измерение спектров отражения или пропускания объекта и последующее вычисление на основе спектральных данных его параметров цвета (цветности) в любой из принятых цветовых систем. В большинстве приборов для исследования объектов с диффузным отражением (пропусканием) используется интегрирующая сфера [2].

В настоящей статье рассматривается лабораторный спектрометр для измерения коэффициента диффузного отражения различных объектов и определения их колориметрических параметров в соответствии с действующими стандартами (МКО 1931 г., МКО 1964 г.); приводятся также результаты экспериментальной апробации этого прибора.

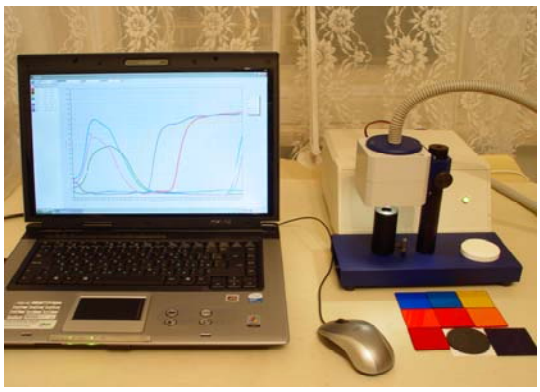


Рис. 1

Внешний вид разработанного лабораторного спектрометра представлен на рис. 1, его структурная схема приведена на рис. 2. В состав прибора входят осветитель на базе интегрирующей сферы, блок спектрометра, электронная система сбора и обработки данных, а также компьютер с программным обеспечением для обработки, вывода и хранения результатов измерений.

В осветителе прибора использована интегрирующая сфера диаметром 70 мм. В качестве источника излучения используется малогабаритная галогенная лампа накаливания. Лампа установлена внутри интегрирующей сферы, что повышает эффективность светоотдачи. Прямое попадание излучения от лампы на образец (эталон) экранируется заслонкой. Интегрирующая

сфера имеет многослойное „белое“ покрытие с коэффициентом отражения во всем рабочем спектральном диапазоне прибора на уровне R=0,95. Отраженное от образца (эталона) излучение передается в блок спектрометра по волоконно-оптическому жгуту, что упрощает конструкцию осветителя. Волоконно-оптический жгут принимает излучение, отраженное центральной зоной образца диаметром 2,5 мм.

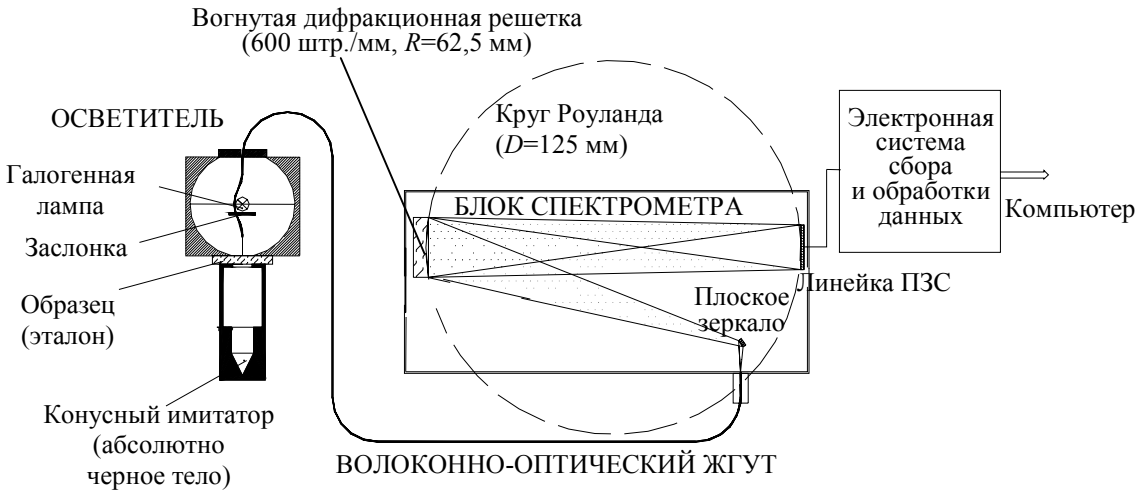


Рис. 2

Блок спектрометра построен на основе полихроматора с классической трехсекционной нарезной вогнутой дифракционной решеткой с постоянной 600 штр./мм, с радиусом кривизны подложки 62,5 мм. Спектр отраженного излучения формируется на круге Роуланда (диаметр круга составляет 125 мм) и регистрируется ПЗС-линейкой SONY ILX511. Калибровка шкалы длин волн спектрометра производилась по линиям излучения лампы ДРГС-12, а также положению характерных особенностей в оптических спектрах цветных стекол [3]; погрешность калибровки не хуже 0,5 нм.

Выходной сигнал ПЗС-линейки обрабатывался электронной системой сбора и обработки данных.

Используемое программное обеспечение позволяет получать и выводить данные измерений в виде графиков и/или числовых массивов, определять расчетным путем параметры цвета x, y, z для стандартных излучателей A, B, C или D_{65} и стандартных наблюдателей с углом поля зрения 10° (МКО 1931 г.) или 30° (МКО 1964 г.), а также осуществлять распечатку и хранение данных. На рис. 3 и 4 представлены рабочее окно и структура меню программы пользователя.

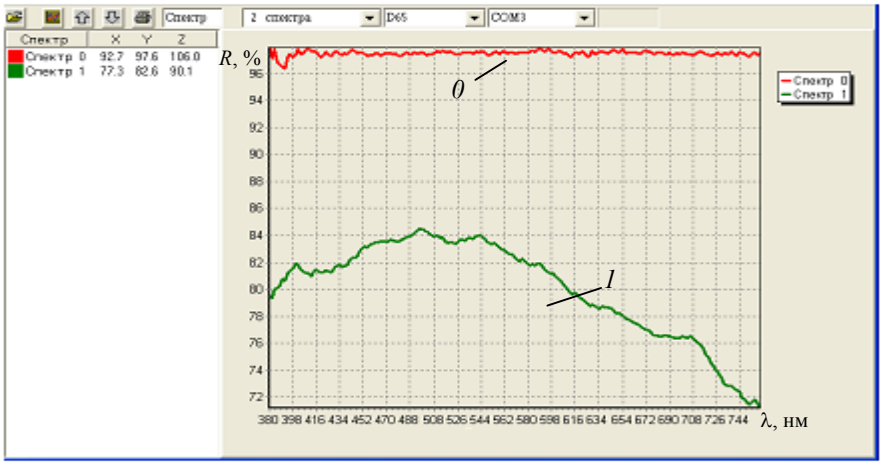


Рис. 3

Для примера в рабочем окне программы приведены графики коэффициента отражения эталона *0* (стекло МС22) и стандарта „серого“ *1* (Standart 85).

Измерения производятся по однолучевой схеме, которая предполагает предварительную калибровку измерительного тракта. Процедура калибровки предусматривает выполнение двух операций: определение нулевого уровня сигнала, для чего используется конический имитатор абсолютно черного тела, и определение уровня максимального сигнала при помощи эталона на основе молочного стекла МС22, аттестованного в ФГУ „Тест — С.-Петербург“.

Основные технико-эксплуатационные параметры прибора

Рабочий спектральный диапазон, нм	380—760
Предел спектрального разрешения, нм, не хуже	5
Погрешность калибровки шкалы длин волн, нм, не хуже	0,5
Погрешность измерения коэффициента отражения, не хуже	0,01
Питание от сети	220 В, 50 Гц
Передача данных	Через USB порт

Существенной особенностью рассматриваемого спектрометра является использование в осветителе лампы-излучателя, помещенной в полость интегрирующей сферы, тогда как в большинстве распространенных аналогов применяется внешнее (вынесенное за пределы сферы) расположение источника света [2, 4, 5].

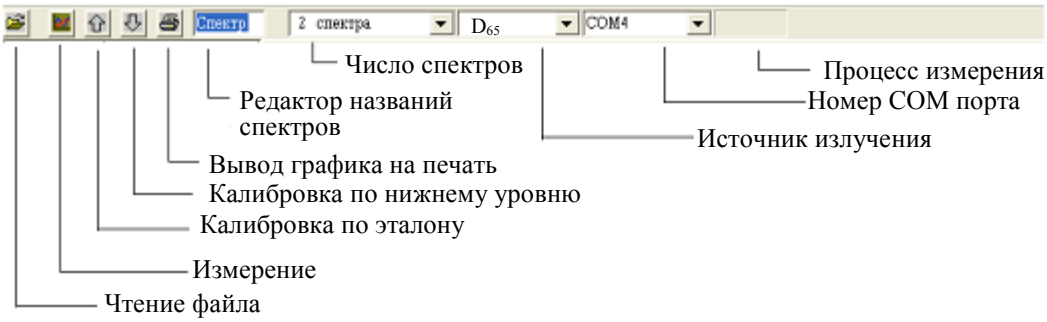


Рис. 4

Оптогеометрическая конфигурация интегрирующей сферы, использованной в данном приборе, схематически изображена на рис. 5. Для определения возможной систематической погрешности измерений, связанной с расположением источника света в полости интегрирующей сферы, были измерены спектры отражения эталонов „серого“ с коэффициентами отражения в пределах 0,50—0,85. Эти же эталоны независимо аттестовывались по отражению на лабораторном спектрометре, использующем фотометрическую интегрирующую сферу диаметром 180 мм с внешним излучателем в геометрии 8 °/d. В результате было установлено, что среднеквадратичное расхождение результатов проведенных измерений с поверочными данными составило примерно 0,01.

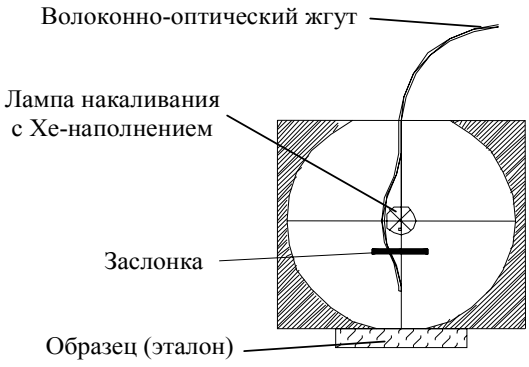


Рис. 5

Отметим очевидные, по мнению авторов, преимущества предложенной конфигурации интегрирующей сферы (см. рис. 5) по сравнению с аналогичными приборами, представленными, например, в стандартах [4, 5]. В интегрирующих сферах приборов-аналогов могут использоваться два внешних излучателя; для исследования объектов с индикатрисой отражения, отличной от ламбертовской (имеющих зеркальный лоск), применяется черное матовое покрытие (фильтр), которое наносится в области расположения детектора и охватывает угол с апертурой 15,5° [4].

Предложенная конфигурация интегрирующей сферы (см. рис.5), помимо упомянутых выше большей эффективности светоотдачи излучателя и относительной простоты конструкции в целом (за счет ее более высокой по сравнению с [4, 5] осевой симметрии), позволяет обеспечить более равномерную засветку поверхности

исследуемого образца. При необходимости использования черного фильтра для подавления влияния лоска образца на результаты измерений (как и в [4, 5]) в предлагаемой конфигурации интегрирующей сферы может быть существенно уменьшен апертурный угол фильтра (покрытия).

Экспериментальная апробация прибора производилась на традиционных для такого рода исследований объектах, в том числе лакокрасочных покрытиях, образцах целлюлозы и бумаги, полиграфических материалах и пр. За исключением экспериментов на образцах бумаги с фотооптическим отбеливателем, где требуется специальная калибровка прибора, и образцах с зеркальным компонентом отражения, во всех остальных экспериментах наблюдалась удовлетворительная сходимость (на уровне 0,02) результатов, полученных в ходе исследований, и независимых результатов измерений спектров отражения.

Относительно новую и перспективную область применения спектроколориметрических методов представляют собой медико-биологические исследования. Так, в последние два десятилетия эти методы стали весьма востребованными в области стоматологического материаловедения. Это связано с широким применением новых реставрационных (пломбировочных) материалов, удовлетворяющих современным эстетическим требованиям и позволяющих восстанавливать как анатомическую форму, так и цвет зуба.

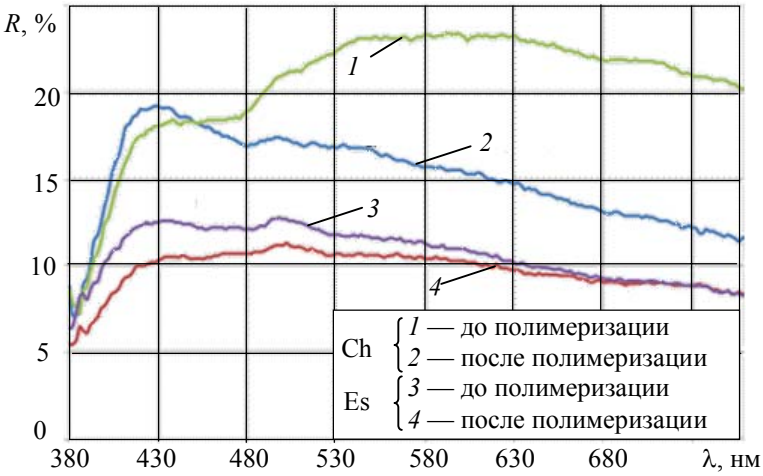


Рис. 6

При воспроизведении цвета реставрируемого зуба следует учитывать не только цвет материала, указанный в его паспорте, но и степень полупрозрачности, толщину накладываемого слоя, а также возможное изменение цвета в процессе полимеризации. Последний фактор обусловлен структурными изменениями большинства реставрационных материалов из-за полимеризационной усадки их органической матрицы [6]. Иллюстрацией вышесказанного может служить рис. 6, на котором представлены графики спектров отражения двух реставрационных материалов до и после полимеризации. Образцы имели одинаковую толщину (1,1 мм) и располагались на подложке черного цвета. Из представленных графиков следует, что в процессе полимеризации цвет материала Ch изменился цвет, а параметры цвета материала Es остались практически без изменений. Кроме того, графики демонстрируют цветовое отличие материалов в полимеризованном состоянии, тогда как по паспорту они относятся к одной цветовой группе с аналогичными степенями полупрозрачности (цвет A3 VITA, эмалевые оттенки).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Джадд Д., Вышецки Г.* Цвет в науке и технике / Пер. с англ.; Под ред. *Л. Ф. Артюшина*. М.: Мир, 1978.

2. Оптические свойства лакокрасочных покрытий / *М. М. Гуревич, Э. Ф. Ицко, М. М. Середенко*. Л.: Химия, 1984.

3. Цветное оптическое стекло и особые стекла: каталог / Сост.: *К. И. Арефьева* и др.; Под ред. *Г. Т. Петровского*. М.: Дом оптики, 1990.

4. ISO 2469:2007 Бумага, картон и целлюлоза. Измерение коэффициента диффузного отражения [Электронный ресурс]: <www.gost.ruscable.ru>.

5. ISO 2470:1999 Бумага, картон и целлюлоза. Измерение коэффициента диффузного отражения в синей области спектра (степень белизны по ISO) [Электронный ресурс]: <www.gost.ruscable.ru>.

6. Характер изменения цвета микрогибридных композитов в процессе полимеризации / *В. Н. Грисимов, А. Д. Яськов, Н. П. Белов* // Институт стоматологии. 2004. № 4 (25). С. 97—100.

Сведения об авторах

Николай Павлович Белов — Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра твердотельной оптоэлектроники; ст. науч. сотрудник; E-mail: belof@imail.ru

Андрей Дмитриевич Яськов — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра твердотельной оптоэлектроники; E-mail: belof@imail.ru

Владимир Николаевич Грисимов — д-р мед. наук; Санкт-Петербургский государственный медицинский университет им. И. П. Павлова, лаборатория оптических технологий

Рекомендована кафедрой
твердотельной оптоэлектроники СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
16.01.09 г.

УДК: 535.514:548

П. С. Андреев, Т. Н. Шабалина, О. Ю. Пикуль, В. И. Строганов

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЛОСКОПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КРИСТАЛЛИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНКИ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЛИПТИЧНОСТЬЮ ИЗЛУЧЕНИЯ

Показано, что для управления эллиптичностью излучения целесообразно использовать плоскопараллельную кристаллическую пластинку произвольной толщины с оптической осью, перпендикулярной плоскости пластинки. Управление эллиптичностью осуществляется за счет поворота пластинки на определенный заданный угол вокруг оси, лежащей в плоскости пластинки. Приведены характеристики (степень поляризации, эллиптичность, пропускание) пластинок, изготовленных из кристаллов MgF_2 и $LiNbO_3$.

Ключевые слова*: поляризация света, управление поляризацией, плоскопараллельная кристаллическая пластинка.*

Для задания необходимой величины эллиптичности излучения используются фазовые пластинки определенной толщины [1, 2]. Изготовление таких пластинок является довольно трудоемкой задачей; стоимость их велика.

В работе [3] показано, что для непрерывного изменения эллиптичности излучения может использоваться плоскопараллельная пластинка любой произвольной толщины, изготовленная из оптического кристалла. Управление эллиптичностью излучения производится за счет поворота плоскопараллельной пластинки. Оптическая ось кристаллической пластинки находится в плоскости пластинки, а проходящее излучение направлено вертикально или с небольшим отклонением относительно нормали к поверхности пластинки. Недостатком данного способа изменения эллиптичности является наличие значительной первоначальной разности фаз обыкновенного и необыкновенного лучей $2\pi d(n_0–n_e)/\lambda$, обусловленной большой толщиной пластинки d = 1…3мм (здесь λ — длина волны; n_0 и n_e — показатели преломления обыкновенного и необыкновенного лучей соответственно).

В ходе исследований были выполнены расчеты эллиптичности излучения с использованием пластинок одинаковой толщины d=1мм, изготовленных из кристаллов MgF_2 и $LiNbO_3$. Для этих кристаллов на рис. 1, 2 соответственно представлены результаты расчетов, выполненных без учета френелевского отражения (*а*) и с учетом отражения (*б*); на рисунках кривая *1* соответствует относительной интенсивности излучения I/I_0, прошедшего через систему поляризатор — пластинка — анализатор, кривая *2* — степени поляризации P, кривая *3* — эллиптичности γ.

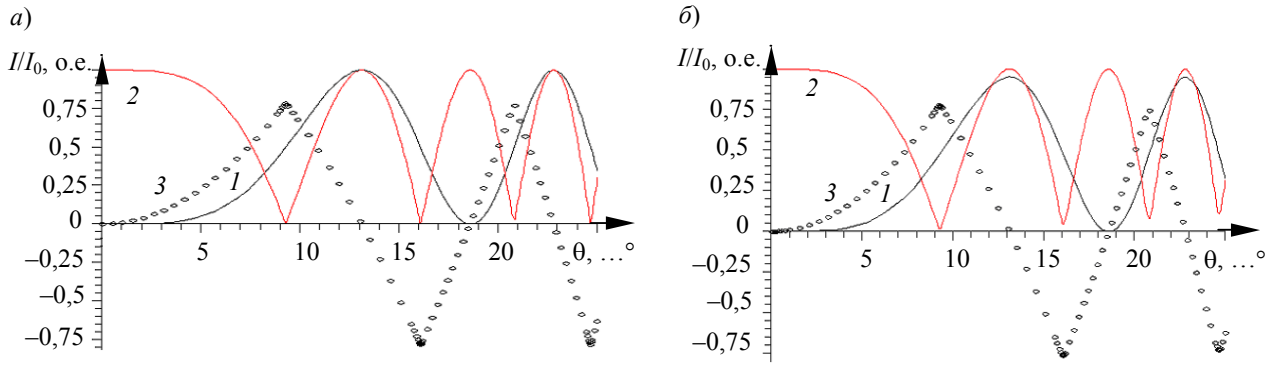


Рис. 1

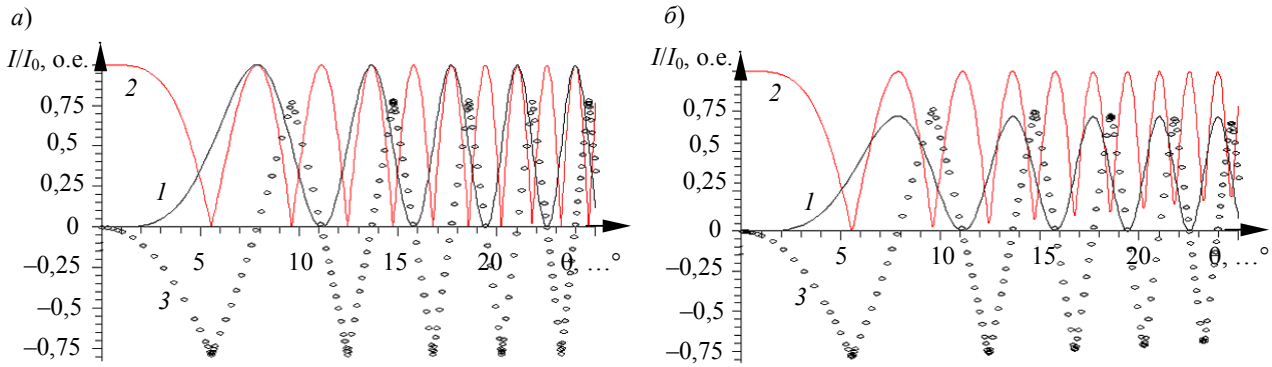


Рис. 2

При проведении эксперимента у лазерного излучения (λ=632,8 нм), прошедшего через поляризатор, вектор поляризации расположен под углом α=45° относительно вертикальной оси. Угол θ падения луча на пластинку одновременно является углом ее поворота относительно вертикальной оси, лежащей в плоскости кристаллической пластинки. Выходящие из пластинки обыкновенный и необыкновенный лучи приобретают определенную разность фаз Δ, зависящую от угла поворота θ, что приводит к эллиптичности излучения γ.

При расположении анализатора за плоскопараллельной кристаллической пластинкой (при скрещенных поляризаторе и анализаторе) выходящее из анализатора излучение линейно поляризовано. Интенсивность этого излучения рассчитывается на основе выражения

$$I = 0,5 I_0 (1-\cos\Delta)\sin^2 2\alpha\,. \qquad (1)$$

Интенсивность излучения с учетом френелевского отражения рассчитывалась по формуле

$$I = I_0\left(\left(1-r_s^2\right)^2+\left(1-r_p^2\right)^2-2\left(1-r_s^2\right)\left(1-r_p^2\right)\cos\Delta\right)\cdot\sin^2\alpha\cdot\cos^2\alpha\,,$$

где r_s и r_p — амплитудные коэффициенты отражения для „s“ и „p“ компонентов излучения.

Расчет эллиптичности (γ) и степени поляризации (P) излучения, прошедшего через поляризатор и кристаллическую пластинку, осуществляется в соответствии с выражениями [1]

$$\gamma = 0,5\arcsin 2\alpha\cdot\sin\Delta\,,$$

$$P = \frac{I_{\max}-I_{\min}}{I_{\max}+I_{\min}} = \frac{1-\mathrm{tg}^2\gamma}{1+\mathrm{tg}^2\gamma}\,. \qquad (2)$$

При учете френелевского отражения для вычисления γ использовалось выражение

$$\sin 2\gamma = \sin\left\{2\mathrm{arctg}\left[\frac{(1-r_s)^2}{(1-r_p)^2}\mathrm{ctg}\alpha\right]\sin\Delta\right\}.$$

При изменении угла θ изменяется интенсивность и эллиптичность излучения.

Отметим, что выражение (2) первоначально использовалось для оценки частично поляризованного лазерного излучения, выходящего из поляризатора, по методике, изложенной в монографии [4]. Значение P в сильной степени зависело от конкретного типа поляризатора и составляло $10^{-2}\ldots10^{-3}$. Наименьшее значение P было отмечено при использовании монопризмы для разделения лучей с ортогональными поляризациями [5]. Затем выражение (2) было использовано для оценки степени поляризации (эллиптичности) эллиптически поляризованного света (кривые *2* на рис. 1 и 2), при этом значения $I_{\max}$ и $I_{\min}$ соответствуют значениям интенсивности излучения вдоль большой и малой осей эллипса поляризации. В этом случае расчеты были выполнены в предположении наличия только поляризованного излучения; при P=1 излучение поляризовано линейно, при P=0 — циркулярно, при 1>P>0 — эллиптически.

Сравнивая показатели преломления для кристаллов MgF_2, $LiNbO_3$, можно сделать вывод, что кристалл MgF_2 наиболее предпочтителен, так как разность ($n_0 - n_e$) для него гораздо меньше по сравнению с кристаллом ниобата лития. Это при использовании кристалла MgF_2 приводит к бóльшим значениям апертурно-угловой характеристики θa пластинки (для кристалла MgF_2 θ$a \approx 9°$; для кристалла $LiNbO_3$ θ$a \approx 5°$). Кроме того, существенно меньшие значения коэффициента преломления кристалла MgF_2 обусловливают меньшее френелевское отражение излучения от пластинки, а следовательно, и меньшие значения ошибок измерения.

Итак, согласно расчетам (см. результаты на рис. 1, 2) наиболее целесообразным является изготовление кристаллической пластинки с расположением оптической оси вдоль нормали к поверхности пластинки. В этом случае первоначальная разность фаз между обыкновенным и необыкновенным лучами отсутствует (n_0–n_e=0). При повороте пластинки на определенный угол θ разность фаз увеличивается до достаточно больших значений, что приводит к увеличению эллиптичности до максимальных значений (циркулярно-поляризованный свет), повторяющихся периодически при последующем повороте пластинки. В этом случае апертурно-угловая характеристика пластинки в 1,5—2 раза больше по сравнению со случаем, когда оптическая ось расположена в плоскости пластинки. Особенностью таких пластинок является возможность точного (прецизионного) задания эллиптичности лазерного излучения, при этом могут быть использованы плоскопараллельные пластинки любой толщины и из любых оптических кристаллов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Константинова А. Ф., Бокуть Б. В., Валяшко Е. Г.* Оптические свойства кристаллов. Минск.: Наука и техника, 1995. 302 с.

2. *Шерклифф У.* Поляризованный свет. М.: Мир, 1965. 264 с.

3. Пат. 48080 РФ, МПК7 G 02 B 26/00 A. Устройство для преобразования форм поляризации излучения / *О. Ю. Пикуль.* № 2005108832; заявл. 28.03.05; опубл. 10.09.05.

4. *Шишловский А. А.* Прикладная физическая оптика. М.: Физматгиз, 1961. 822 с.

5. Пат. 1561715 РФ, МКИ5 G 02 F 1/03. Способ разделения лучей с ортогональными поляризациями / *В. И. Строганов.* № 4348428/31; заявл. 23.12.87; опубл. 20.10.99.

Сведения об авторах

Павел Сергеевич Андреев — аспирант; Дальневосточный государственный университет путей сообщения, кафедра физики, Хабаровск; E-mail: paha@khspu.ru

Тамара Николаевна Шабалина — канд. техн. наук, доцент; Дальневосточный государственный университет путей сообщения, кафедра физики, Хабаровск

Ольга Юрьевна Пикуль — канд. физ.-мат. наук, доцент; Дальневосточный государственный университет путей сообщения, кафедра физики, Хабаровск

Владимир Иванович Строганов — д-р физ.-мат. наук, профессор; Дальневосточный государственный университет путей сообщения, кафедра физики, Хабаровск; E-mail: garmonica@festu.khv.ru

Рекомендована кафедрой физики

Поступила в редакцию 18.03.09 г.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 535.625.15+612.844+681.73.066

М. И. Бударгина, Е. К. Пруненко

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОВЕРХНОСТНО ОКРАШЕННЫХ ОЧКОВЫХ ЛИНЗ НА ОСТРОТУ ЗРЕНИЯ

Приведены результаты расчета координат цвета по спектрофотометрическим данным поверхностно окрашенных очковых линз. Рассмотрено влияние очковых линз на остроту зрения.

Ключевые слова: *координаты цвета, поверхностное окрашивание, острота зрения.*

Вопросами использования светофильтров в качестве защитных стекол и исследования их влияния на остроту зрения занимаются давно. Рекомендации по применению некоторых из них в зависимости от специфики зрительного труда представлены в работе [1].

В настоящее время изменились материалы и технологии изготовления светофильтров и солнцезащитных очков. Появились новые органические и неорганические материалы для изготовления очковых линз с разными параметрами показателя преломления, плотности и прочности [2]. Сегодня при рекомендациях используются два критерия: коэффициент пропускания и острота зрения. В настоящей статье приведены результаты исследований по этим критериям поверхностно окрашенных очковых линз (предоставленных одним из салонов оптики Санкт-Петербурга).

Для спектрофотометрического исследования и исследования остроты зрения был взят набор поверхностно окрашенных очковых линз из бесцветного материала CR-39 марки ORMA15, производимых компанией „Эссилор“ (Франция), с оптической силой 0,00 дптр. В набор входили линзы, окрашенные в розовые („амур 2“, „амур 3“, „амур 4“, „фиалка“), голубые („аквамарин 2“, „аквамарин 3“, „аквамарин 4“), желто-зеленые („лайм“, „лимон“, „малахит 4“), оранжевые („антифара“, „апельсин“, „янтарь“), коричневые („шоколад 2“, „шоколад 3“, „шоколад 4“) и серые („пепел 2“, „пепел 3“) цвета. Все линзы одного цвета отличаются интенсивностью окрашивания.

При инструментальном измерении цвета использованы следующие цветовые характеристики: спектральные апертурные коэффициенты отражения $\rho(\lambda)$ и пропускания $\tau(\lambda)$; координаты цвета X, Y, Z; координаты цветности x, y; координаты цвета L, a, b и насыщенность цвета S в системе CIELab, принятой в 1976 г. [3, 4].

Коэффициенты пропускания $\tau(\lambda)$ измерены на спектрофотометре СФ-46 в диапазоне длин волн 200—800 нм. Спектральные характеристики коэффициента пропускания линз, окрашенных в розовые и коричневые цвета, представлены на рис. 1, 2.

Определение цветовых характеристик X, Y, Z; L, a, b и насыщенности S проведено расчетным путем по данным коэффициента пропускания $\tau(\lambda)$. Координаты цвета X, Y, Z рассчи-

тываются в системе, разработанной Международной комиссией по освещению (МКО) для стандартного источника D_{65} [5] по приведенной ниже методике [4, 6]:

$$X = k\int_{380}^{780} \Phi(\lambda)\,\bar{x}(\lambda)\,\tau(\lambda)\,d\lambda, \quad Y = k\int_{380}^{780} \Phi(\lambda)\,\bar{y}(\lambda)\,\tau(\lambda)\,d\lambda, \quad Z = k\int_{380}^{780} \Phi(\lambda)\,\bar{z}(\lambda)\,\tau(\lambda)\,d\lambda,$$

где k — нормирующий коэффициент, значение которого при определении цветовых параметров несамосветящихся объектов обычно принимается равным

$$k = \frac{100}{\int_{380}^{780} \Phi(\lambda)\,\bar{y}\,d\lambda};$$

$\Phi(\lambda)$ — относительное спектральное распределение энергии источника света D_{65} [5], $\bar{x}(\lambda), \bar{y}(\lambda), \bar{z}(\lambda)$ — относительные количества основных цветов цветовой системы МКО [7].

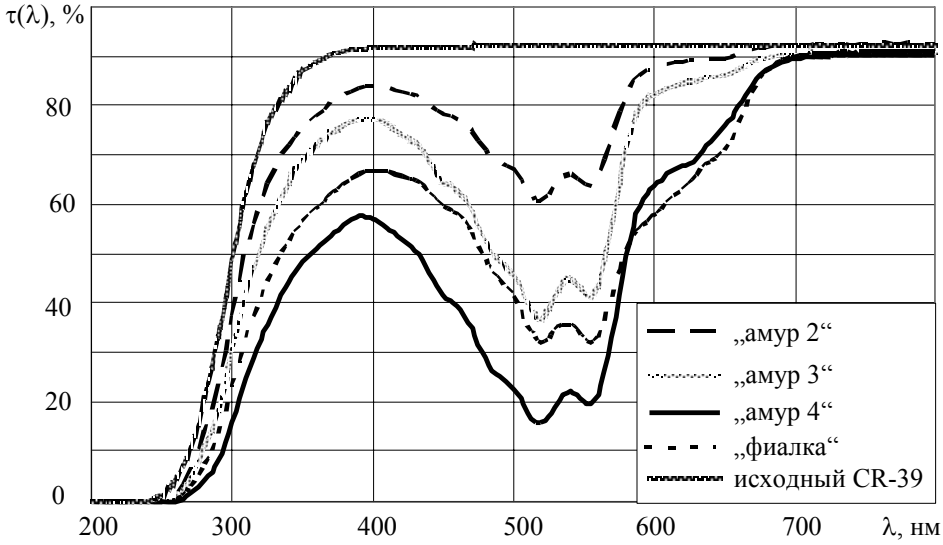


Рис. 1

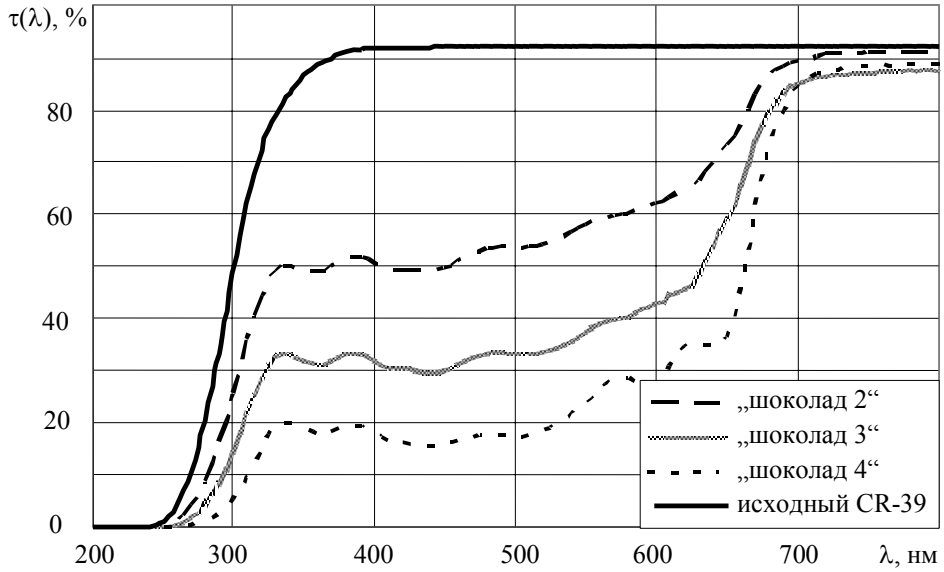


Рис. 2

Благодаря введению нормирующего коэффициента осуществляется перерасчет цветовых координат таким образом, чтобы для идеально рассеивающих объектов значение координаты Y было равно 100.

Координаты цвета L, a, b рассчитываются по формулам, приведенным в работе [4] для стандартного источника D_{65}.

Насыщенность цвета S вычисляется по формуле

$$S = \sqrt{a^2 + b^2}\ .$$

В таблице приведены результаты расчета координат цвета X, Y, Z; L, a, b и насыщенности цвета S для некоторых поверхностно окрашенных линз.

Характеристика	Оттенки цвета		
	„шоколад 2“	„шоколад 3“	„шоколад 4“
L	81,06	68,43	56,75
a	4,02	7,89	10,85
b	7,77	10,36	15,86
X	57,30	39,09	25,96
Y	58,59	38,56	24,67
Z	55,31	33,65	17,91
S	8,75	13,02	19,21
	„лимон“	„лайм“	„малахит 4“
L	93,28	87,13	69,36
a	–12,26	–18,37	–10,49
b	34,12	57,60	24,12
X	73,41	58,84	34,72
Y	83,60	70,26	39,84
Z	49,99	23,64	25,36
S	36,26	60,46	26,30
	„амур 2“	„амур 3“	„амур 4“
L	88,33	79,76	65,95
a	16,44	32,02	46,01
b	–3,27	–6,07	–6,00
X	77,00	66,91	48,4
Y	72,75	56,26	35,3
Z	83,61	68,27	43,51
S	16,76	32,59	46,40
	„апельсин“	„антифара“	„янтарь“
L	79,24	85,04	69,52
a	14,76	–3,92	16,40
b	70,53	42,22	68,48
X	58,49	61,13	43,40
Y	55,35	66,09	40,08
Z	11,19	31,3	6,71
S	72,06	42,40	70,42

Как видно из таблицы, координаты цвета и насыщенность цвета набора поверхностно окрашенных очковых линз из материала CR-39 меняются в соответствии с изменением интенсивности окрашивания и цвета окраски. Наибольшая насыщенность наблюдается у желто-зеленых, розовых и оранжевых линз. Насыщенность цвета составляет 1,3—1,68 для серых и голубых линз; 4,59—8,95 — для коричневых. Для линз „аквамарин 4“ и „шоколад 4“ значение насыщенности цвета примерно одинаковое: 19,7 и 19, 2.

Исследование остроты зрения 20 пациентов проводилось медиком-оптометристом по стандартной методике. По результатам анализа данных получено следующее. Линзы, окрашенные в голубой цвет, в 20—35 % случаев ухудшают остроту зрения на 0,1 ед., а для 65—80 % ее не изменяют. Линзы розового цвета „амур 3, 4“ и „фиалка“ в 25—40 % случаев ухудшают остроту зрения на 0,1 ед., в остальных случаях острота зрения не меняется. Использование линзы „амур 2“ не вносит никаких изменений. Линзы „пепел 2“ в 15 %, „пепел 3“ в 40 %, „малахит 3“, „шоколад 4“ в 45 %, „шоколад 3“ в 20 %, „шоколад 2“ в 10 % случаев уменьшают остроту зрения на 0,1 ед.; „шоколад 3“ в 5 % случаев улучшает остроту зре-

ния на 0,2 ед. В остальных случаях изменений не наблюдается. Линзы „лайм“ в 5 % и „лимон“ в 10 % случаев увеличивают остроту зрения на 0,2 ед., в 10 % случаев „лайм“ уменьшает остроту зрения на 0,1 ед. Линзы оранжевого цвета „янтарь“ в 15 %, „апельсин“ в 20 % и „антифара“ в 35 % случаев улучшают остроту зрения на 0,5 ед. и в 5—15 % случаев — на 0,2 ед. Линзы „янтарь“ и „антифара“ в 5 и 10 % случаев ухудшают остроту зрения на 0,1 ед.

Очковые линзы, поверхностно окрашенные в желто-зеленые и оранжевые цвета, повышают остроту зрения на 0,2—0,5 ед. в 5—40 % случаев за счет увеличения контрастности изображения в видимом спектральном диапазоне, а также за счет снижения влияния синей части спектрального диапазона. Это линзы с высокой цветовой насыщенностью.

Применение исследованного набора поверхностно окрашенных очковых линз существенно не сказывается на остроте зрения, а при использовании оранжевых и желто-зеленых линз даже ее повышает, за исключением влияния ультрафиолетового излучения, которое оказывает вредное воздействие на орган зрения. Поэтому целесообразно проверять спектральные характеристики поверхностно окрашенных очковых линз в спектральном диапазоне 200—400 нм и при необходимости использовать УФ-адсорбенты для устранения вредного влияния коротковолновой области спектра.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Волков В. В., Колесникова Л .Н., Шелепин Ю. Е.* и др. Оценка средств индивидуальной защиты глаз по их влиянию на частотно-контрастную характеристику зрительного анализатора // Офтальмологический журн. 1990. № 3. С. 164—165.
2. *Погумирский М. В., Пруненко Е. К.* Ограничения, возникающие при использовании стекол с низкой дисперсией показателя преломления в очковой оптике // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2006. Вып. 26. С. 143—150.
3. *Калинская Т. В., Доброневская С. Г., Аврутина Э. А.* Окрашивание полимерных материалов. Л.: Химия, 1985. 184 с.
4. *Козлов М. Г., Томский К. А.* Светотехнические измерения. СПб: Изд-во Петербург. ин-та печати, 2004. 320 с.
5. ГОСТ 7721-89. Источники света для измерений цвета. Типы. Технические требования. Маркировка. М.: Изд-во стандартов, 1989.
6. *Азаматов М. Х., Гайнутдинов И. С., Михайлов А. В.* и др. Влияние цветовой температуры источника света на цветовые параметры интерференционных фильтров // Оптический журн. 2007. Т. 74, № 5. С. 76—78.
7. ГОСТ 13088-67. Колориметрия. Термины, буквенные обозначения. М.: Изд-во стандартов, 1967.

Сведения об авторах

Мария Ивановна Бударгина — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра оптических технологий; E-mail: budargina@mail.ru

Елена Константиновна Пруненко — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра оптических технологий; E-mail: prunenko@pochta.ru

Рекомендована кафедрой
оптических технологий

Поступила в редакцию
22.10.09 г.

УДК 681.518.3, 681.786

А. Г. Анисимов, В. В. Коротаев, Е. Н. Кулешова

О ВОЗМОЖНОСТИ АДАПТАЦИИ ТЕОРИИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ К ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫМ СИСТЕМАМ

Рассмотрены основные положения по развитию теории распределенных оптико-электронных систем.

Ключевые слова: *оптико-электронная система, система распределенная, информационное пространство.*

В настоящее время развитие элементной базы оптико-электронных систем, методов обработки и передачи информации потенциально позволяет создавать информационно-измерительные системы нового уровня. Однако в литературе не отражены положения теории распределенных измерительных систем, адаптированной к особенностям распределенных оптико-электронных систем (РОЭС).

Предлагается подход, в котором информационное пространство РОЭС описывается посредством аппарата численного и функционального анализа как совокупности множеств непрерывных функций информативных параметров контролируемых объектов [1].

РОЭС представляются в качестве совокупности функционально объединенных оптико-электронных измерительных преобразователей. Преобразователи определенным образом (структурно) распределены в пространстве и во времени, а также в соответствии с используемым спектральным диапазоном излучения. Они воспринимают часть информации о контролируемых объектах, которая содержится в оптическом сигнале и преобразуют ее в электрические сигналы с последующей обработкой [2].

Способ представления измерительных каналов РОЭС как фильтров-преобразователей с управляемыми параметрами позволяет разделить общий подход к описанию свойств фильтрующе-преобразовывающей функции на ряд частных методов и перейти к совокупному анализу конкретных реализаций (спектральных каналов, контроля геометрических параметров, регистрации энергии и др.) [2, 3].

Развитие такого подхода позволит проводить теоретический анализ и создавать модели высокопроизводительных РОЭС, соответствующих современному уровню качества в таких аспектах, как точность, диапазон измерения и надежность. Результаты моделирования преобразователей на основе разработанного подхода подтверждают актуальность дальнейших исследований, направленных на разработку концепции практической реализации РОЭС.

Проект выполнен в рамках аналитической ведомственной целевой программы „Развитие научного потенциала высшей школы (2009—2010 гг.)“.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Колесников А. П.* Топологические методы в теории приближений и численном анализе. М., 2008. 376 с.

2. *Анисимов А. Г., Коротаев В. В., Краснящих А. В.* Методы построения адаптивной распределенной оптико-электронной системы неразрушающего контроля деформации крупногабаритных сооружений // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2006. Вып. 34. С. 219—224.

3. *Якушенков Ю. Г.* Теория и расчет оптико-электронных приборов. М.: Логос, 2004. 472 с.

Сведения об авторах

Андрей Геннадьевич Анисимов — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра оптико-электронных приборов и систем; E-mail: a_anisimov@list.ru

Валерий Викторович Коротаев — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра оптико-электронных приборов и систем; E-mail: korotaev@grv.ifmo.ru

Екатерина Николаевна Кулешова — студентка; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра оптико-электронных приборов и систем; E-mail: enkuleshova@mail.ru

Рекомендована кафедрой
оптико-электронных приборов и систем

Поступила в редакцию
13.05.10 г.

SUMMARY

P. 5—13.

MODELS FOR COMPOSITION DESIGN OF AVIONIC SYSTEMS

Methodological basis of complex technical systems design are analyzed for the case of airborne equipment development in the frames of general concepts of integrated modular avionics.

Keywords: airborne equipment, composition design, integrated modular avionics.

Data on authors

Pavel P. Paramonov — Dr. Techn. Sci., Professor; Scientific Design Office “Electroavtomatika”, St. Petersburg; Director; E-mail: postmaster@elavt.spb.ru

Yury A. Gatchin — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computer Systems Design; E-mail: gatchin@ifmo.ru

Boris V. Vidin — Cand. Techn. Sci., Professor; Scientific Design Office “Electroavtomatika”, St. Petersburg; Deputy Chief Designer; E-mail: postmaster@elavt.spb.ru

Igor O. Zharinov — Cand. Techn. Sci.; Scientific Design Office “Electroavtomatika”, St. Petersburg; Head of Department; E-mail: igor_rabota@pisem.net

Oleg O. Zharinov — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Computing and Electronic Systems; E-mail: zharinov@hotbox.ru

P. 13—17.

APPLICATION OF INFORMATIVE ATRIBUTES FOR DETERMINATION OF STATIONARITY BREAKDOWN INSTANT OF A RANDOM PROCESS

Number of inversions of stationary process is shown to be of high informative significance for determination of breakdown instant of stationary operation mode of complex dynamic system. The two criteria are considered: parametric one, associated with representation of variances of elementary harmonic components in canonical decomposition of random narrow-band process as coordinates of a Hilbert space vector, and non-parametric, allowing for process trend extraction under wide prior uncertainty conditions.

Keywords: random process overshoots, signal evaluation, signal filtration, canonical representation of random process.

Data on authors

Alexander V. Denisov — Cand. Phys.-Math. Sci.; Plekhanov St. Petersburg State Mining Institute (Technical University), Department of Higher Mathematics; E-mail: rectorat@spmi.ru

Anatoly P. Filimonov — Cand. Techn. Sci.; Petersburg State University of Means of Communications, Department of Physics; E-mail: pgups200@rambler.ru

P. 18—26.

ACHIEVEMENT OF ROBUSTNESS OF STABILIZATION SYSTEM SYNTHESIZED ON THE BASE OF QUADRATIC THEORY

A synthesis procedure is proposed to diminish stabilization system sensitivity to parametric uncertainty of object under control. The procedure is based on artificial separation of the object movements and extension of dynamic model. The proposed method is represented in the frames of H^2-optimal control and linear quadratic Gaussian problem.

Keywords: uncertainty, integral quadratic functional, random perturbations, nominal model, extended model, dampening, accuracy, parameters.

Data on authors

Anton P. Klimov — Post-Graduate Student; St. Petersburg State Institute of Technology (Technical University), Department of Automation of Chemical Industry Processes

Olga A. Remizova — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State Institute of Technology (Technical University), Department of Automation of Chemical Industry Processes;
E-mail: remizova-oa@yandex.ru

Irina V. Rudakova — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State Institute of Technology (Technical University), Department of Automation of Chemical Industry Processes;
E-mail: rudakowa@ws01.sapr.pu.ru

Alexander L. Fokin — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State Institute of Technology (Technical University), Department of Automation of Chemical Industry Processes;
E-mail: fokin_sa@mail.ru

P. 26—32.

ANALYSIS OF AUTOMATIC RADIO RANGE FINDER PERFORMANCE UNDER RANDOM PERTURBATIONS

A numerical characteristic is proposed for efficiency of radio-automatic system performance under influence of random disturbances. Practical employment of obtained theoretical results is demonstrated as applied to typical functional configuration of automatic radio range finder.

Keywords: radio range finder, radio-automatic system, random disturbances, tracking range finder.

Data on authors

Valery V. Grigoriev — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: grigvv@yandex.ru

Dmitry V. Kozis — Cand. Techn. Sci.; Russian JSC “Spetztechnika”, St. Petersburg Branch; Director;
E-mail: fcd.kdv@gmail.com

Anatoly N. Koroviakov — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: 06kan@mail.ru

Yury V. Litvinov — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: yurl13@yandex.ru

P. 33—39.

ESTIMATION OF MESSAGE DELIVERY TIME IN DISTRIBUTED REAL-TIME SYSTEMS WITH CAN-INTERFACE

An approach is proposed for estimation of upper limit of message delivery time for separate sites in distributed real-time systems on the base of CAN-interface. It is shown that methods analogous to those used to check assurance of task performance timeliness in uniprocessor real time systems, may be applied for checking in time communication between sites in systems under consideration.

Keywords: real-time systems, distributed program complex, CAN-interface, task performability.

Data on authors

Viktor V. Nikiforov — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg Institute of Informatics and Automation of Russian Academy of Sciences, Laboratory of Technology and Programming Systems; E-mail: nik@iias.spb.su

Viacheslav I. Shkirtil — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg Institute of Informatics and Automation of Russian Academy of Sciences, Laboratory of Technology and Programming Systems; E-mail: jvatlas@mail.rcom.ru

P. 39—44.

APPLICATION OF NONLINEAR SEQUENCES TO DUAL-TRACK CODE SCALE DEVELOPMENT FOR ANGULAR MOVEMENT CONVERTERS

Methods of construction of dual-track code scale for angular movement converter are considered. The methods are based on the use of nonlinear binary sequences. Examples of scale construction are presented.

Keywords: nonlinear sequence, code scale, sensing unit.

Data on authors

Alexander A. Ozhiganov — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computing Technique; E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru

Pavel A. Pribytkin — Avangard JSC, St. Petersburg; Head of R&D Department; E-mail: pavel.pribitkin@gmail.com

P. 45—50.

CODE—TO NUMBER OF PULSES CONVERTER WITH STATE ACTUALIZATION

An original converter of code to number of pulses is considered. The converter is constructed digit-by-digit without an increase in number of inputs from digit to digit. This peculiarity is shown to allow for increase in speed and improvement in topological characteristics of the device, especially at high number of digits.

Keywords: frequency, actualization, code, pulse, converter, performance, number of digits.

Data on authors

Nikolay M. Safiannikov — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State Electrotechnical University “LETI”, Department of Computing Technique; E-mail: sysan@sysan.sp.ru

Pavel N. Bondarenko — St. Petersburg State Electrotechnical University “LETI”, Department of Computing Technique; J. Rec. Employee; E-mail: pavel_bn@mail.ru

P. 51—54.

METROLOGICAL SAFETY FACTOR AS A CRITERION FOR MEASURING MEANS CONDITION ESTIMATION

A new criterion of good condition of instruments is proposed and substantiate. The criterion named “metrological safety factor” may serve as a basis for standards of verification of instruments and other measuring means.

Keywords: probability, metrological safety factor, good condition, fractile, verification, measurement uncertainty, measuring mean.

Data on author

Leonid V. Efremov — Dr. Techn. Sci., Professor; Petersburg Institute of Mechanical Engineering, Department of Tribotechnique; E-mail: levlefr@mail.ru

P. 54—60.

INSPECTION OF LINEAR DIMENSIONS OF ITEMS ON THE BASE OF TECHNOLOGIES PROVIDED BY “NATIONAL INSTRUMENTS”

The problem of linear dimensions inspection of a production-run with the use of computer technologies by “National Instruments” is considered. A method is proposed for improvement of inspection accuracy based on measuring of distance between centers of differentiated distribution of integrated irradiance in shadow image of item under control. Description of laboratory setup layout and virtual control instrument are presented.

Keywords: linear dimension control, technical vision.

Data on author

Vladimir E. Makhov — Cand. Techn. Sci.; North-West State Correspondence Technical University, Department of Monitoring Devices and Ecological Security Systems, St. Petersburg; E-mail: vmah@rambler.ru

P. 61—67.

SYNTHESIS OF SYSTEM FOR THREE-DIMENSIONAL IMAGE TRANSFER AND VISUALIZATION ON THE BASE OF ACOUSTO-OPTICAL DEFLECTOR

Technology is considered of forming and visualization of 3-D scene retrieved from two or more projections. The technology in question is based on computer-assisted synthesis of one-dimensional hologram of luminous pixels line with various depth of pixel position.

Keywords: 3-D image forming system, acousto-optical deflector, diffraction lens, 3-D laser display, holographic 3-D vision system, hologram synthesis.

Data on authors

Mikhail M. Koltsov — St. Petersburg State Electrotechnical University “LETI”, Department of Radioelectronic Means; Assistant Lecturer; E-mail: mihail_koltsov@mail.ru

Sergey V. Kuznetsov — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State Electrotechnical University “LETI”, Department of Radioelectronic Means; E-mail: kuz2006ru@yandex.ru

P. 67—73.

MODELING OF LIGHT PROPAGATION PROCESSES IN LIGHT EMISSION DIODE

A physical-mathematical model of LED in TO-1 body is developed. The model parameters are geometric dimensions of LED crystal and body elements, refractive indexes and absorption coefficients of the body material and the crystal. Solution to the problem of light propagation includes taking account of reflection at the body base, cylindrical and spherical dome surfaces, of ray refraction at the surfaces, as well as of light absorption in the crystal and body material. Calculations of polar patterns on the base of the model are compared with experimental results for LED KIPD-21K.

Keywords: LED polar pattern, mathematical model, effectiveness of LED radiation.

Data on authors

Viktor E. Udaltsov — Cand. Phys.-Math. Sci.; Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Department of General and Experimental Physics; E-mail: veou@list.ru

Alina A. Uvarova — Post-Graduate Student; Yaroslav-the-Wise Novgorod State University, Department of General and Experimental Physics; E-mail: ualek@list.ru

P. 74—78.

LABORATORY SPECTROMETER FOR INVESTIGATION OF REFLECTANCE AND ESTIMATION OF COLORATION PARAMETERS OF DIFFUSELY REFLECTING OBJECTS

Laboratory spectrometer for reflectance measurement and coloration parameters evaluation of diffusely reflecting objects is considered. Peculiarities of construction and basis technical characteristics of the instrument on the base of a polyhromator are described. Results of the instrument tests are presented.

Keywords: integrating sphere, colorimetry, reflection spectrum.

Data on authors

Nicolay P. Belov — St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Solid-State Optoelectronics; Senior Scientist; E-mail: belof@imail.ru

Andrey D. Yaskov — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Solid-State Optoelectronics; E-mail: belof@imail.ru

Vladimir N. Grisimov — Dr. Med. Sci.; Pavlov St. Petersburg State Medical University, Scientific-Practical Center of Stomatology; Head of Laboratory of Optical Technologies

P. 78—81.

APPLICATION OF PLANE-PARALLEL PLATE TO CONTROL OVER RADIATION ELLIPTICITY

Plane-parallel plate of arbitrary thickness with optical axis perpendicular to the plate is shown to provide a mean for control over ellipticity of radiation. Change in ellipticity is performed by rotation of the plate through a given angle around an axis in the plate plane. Characteristics of plates made of MgF_2 and $LiNbO_3$ are presented.

Keywords: ellipticity, plane-parallel plate, change in ellipticity, MgF_2, $LiNbO_3$.

Data on authors

Pavel S. Andreev — Post-Graduate Student; Far-East State University of Means of Communications, Department of Physics, Khabarovsk; E-mail: paha@khspu.ru

Tamara N. Shabalina — Cand. Techn. Sci.; Far-East State University of Means of Communications, Department of Physics, Khabarovsk

Olga Yu. Pikul — Cand. Phys.-Math. Sci.; Far-East State University of Means of Communications, Department of Physics, Khabarovsk

Vladimir I. Stroganov — Dr. Phys.-Math. Sci., Professor; Far-East State University of Means of Communications, Department of Physics, Khabarovsk; E-mail: garmonica@festu.khv.ru

P. 82—85.

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF SURFACE-COLOURED SPECTACLE LENSES ON VISUAL ACUITY

Calculations of chromaticity coordinates from data on surface-coloured spectacle lens are presented. Effect of the lenses on visual acuity is considered.

Keywords: chromaticity coordinates, surface colouring, visual acuity.

Data on authors

Maria I. Budargina — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Optical Technologies; E-mail: budargina@mail.ru

Elena K. Prunenko — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Optical Technologies; E-mail: prunenko@pochta.ru

P. 86—87.

ON POSSIBLE ADAPTATION OF DISTRIBUTED MEASURING SYSTEM THEORY TO OPTO-ELECTRONIC SYSTEMS

Basic propositions and advancements of the theory of distributed opto-electronic systems are considered.

Keywords: opto-electronic system, distributed system, information space.

Data on authors

Andrey G. Anisimov — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Opto-Electronic Devices and Systems; E-mail: a_anisimov@list.ru

Valery V. Korotaev — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Opto-Electronic Devices and Systems; E-mail: korotaev@grv.ifmo.ru

Ekaterina N. Kuleshova — Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Opto-Electronic Devices and Systems; E-mail: enkuleshova@mail.ru