

## СОДЕРЖАНИЕ

### ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

- Мысливцев Т. О., Иванов В. Ф. Использование адаптивного метода сопряженных направлений для коррекции параметров модели ионосферы ..... 3
- Тимофеев А. В., Зотов Ю. К. Стабилизация программы полета и управляемость автономных летательных аппаратов с нелинейной динамикой ..... 9
- Вознюк В. В., Зайцев С. А., Толстоухов Д. А., Булаев О. А., Гусаков Н. В. Определение времени задержки приема сигнала с пространственно разнесенными сверхмалыми космическими аппаратами ..... 13
- Носенков А. А., Покидько С. В., Соколов М. И. Контроль качества узлов технических систем с помощью многофакторного эксперимента ..... 17

### ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Боженкова Н. Ю., Осипцева О. С., Ушаков А. В. Фактор канальной среды в задаче синтеза цифрового дистанционного управления непрерывным объектом ..... 21
- Гончаренко М. Р., Исаков А. С. Система управления активным кондиционером электросети ..... 26

### ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Гончаренко В. А. Модели адаптивного перераспределения нагрузки в кластерных вычислительных системах ..... 32
- Манкевич А. К. Методика оценивания риска в распределенных вычислительных системах ..... 38

### ПРИБОРЫ ТОЧНОЙ МЕХАНИКИ

- Киселев С. С. Распределение дискретности передаточных чисел зубчатых передач внешнего зацепления ..... 43

### ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

- Атнашев А. Б. Транспонирование частотного спектра сигнала и его корреляционная обработка ..... 45

### ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

- Иванов В. И., Ливашвили А. И., Окишев К. Н. Термодиффузионный механизм изменения оптического пропускания двухкомпонентной среды ..... 50
- Гавриленко С. В., Феоктистов Н. Н., Хегай Д. К. Особенности современного этапа развития оптических линий межспутниковой связи ..... 54
- Торшина И. П. Методика разработки обобщенной компьютерной модели оптико-электронной системы ..... 61

### ТЕХНОЛОГИЯ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

- Ирзаев Г. Х. Система экспертного анализа технологичности электронных приборов ..... 66

### ИНФОРМАЦИЯ ..... 72

### РЕФЕРАТЫ ..... 73

# CONTENTS

## INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

<b>Myslivtsev T. O., Ivanov V. F.</b> Usage of Connected Directions Adaptive Method for Parameters Correction of the Ionosphere Model .....	3
<b>Timofeev A. V., Zotov Yu. K.</b> Flight Program Stabilization and Controllability of Autonomous Aircraft with Non-Linear Dynamics .....	9
<b>Voznyuk V. V., Zaytsev S. A., Tolstoukhov D. A., Bulaev O. A., Gusakov N. V.</b> Hold Time Definition of Signal Reception with Spaced Supersmall Vehicles.....	13
<b>Nosenkov A. A., Pokid'ko S. V., Sokolov M. I.</b> Modules Quality Control of Technical Systems with the Help of Multifactor Experiment .....	17

## DEVICES AND SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL

<b>Bogenkova N. Yu., Osiptseva O. S., Ushakov A. V.</b> Channel Medium Factor in Synthesis Problem of Digital Distance Control by the Continuous Object .....	21
<b>Goncharenko M. R., Isakov A. S.</b> Control System of the Active Conditioner of the Electrical Network.....	26

## COMPUTING TECHNIQUE

<b>Goncharenko V. A.</b> Models of Adaptive Load Redistribution in Cluster Computing Systems.....	32
<b>Mankevich A. K.</b> Risk Estimation Technique in Distributed Computing Systems.....	38

## FINE MECHANICS DEVICES

<b>Kiselev S. S.</b> Discreteness Distribution of Gear Drives Ratios of External Engagement .....	43
---	----

## ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

<b>Atnashev A. B.</b> Frequency Spectrum Transposition of Signal and Its Correlation Processing .....	45
---	----

## OPTICAL AND OPTO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND SYSTEMS

<b>Ivanov V. I., Livashvili A. I., Okishev K. N.</b> Thermal Diffusion Mechanism of Light Transmission Change of the Two-Component Environment .....	50
<b>Gavrilenko S. V., Feoktistov N. N., Hegay D. K.</b> Modern Stage Features of Optical Channels Development of Intersatellite Communication .....	54
<b>Torshina I. P.</b> Development Technique of the Generalized Computer-Based Model of an Optoelectronic System .....	61

## INSTRUMENT-MAKING TECHNOLOGY

<b>Irzaev G. Kh.</b> Expert Analysis System of Electron Devices Manufacturability .....	66
---	----

<b>INFORMATION</b> .....	72
--------------------------	----

<b>ABSTRACTS</b> .....	73
------------------------	----

*Editor-in-Chief L. F. Porfiriev*

Т. О. МЫСЛИВЦЕВ, В. Ф. ИВАНОВ

*Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского  
Санкт-Петербург*

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АДАПТИВНОГО МЕТОДА СОПРЯЖЕННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ ИОНОСФЕРЫ

Предложена модификация метода сопряженных направлений для решения задачи коррекции параметров модели Клобучара по данным наблюдений за состоянием ионосферы.

**Введение.** При решении широкого класса навигационных задач в настоящее время используются градиентные методы оптимизации, основанные на поиске частных производных при отыскании необходимого вектора параметров. Как правило, это задачи обработки результатов навигационных измерений, в которых используются ньютоновские методы оптимизации. Данный класс методов основан на использовании избыточного количества измерений и, как правило, реализуется в условиях хорошей наблюдаемости (информативности) вектора оцениваемых параметров.

Однако градиентные методы обладают рядом существенных недостатков. Вследствие малой информативности измерений, а также отсутствия надежных начальных условий по идентифицируемому вектору параметров точное определение частных производных для матрицы наблюдения весьма проблематично, что приводит к расходимости решения либо недопустимым погрешностям его оценки.

Одной из таких задач (в которых использование градиентных методов не дает положительного решения) является оценка параметров моделей ионосферы по данным однопозиционных измерений полного электронного содержания (ПЭС) с помощью двухчастотной навигационной аппаратуры потребителей (НАП) спутниковых навигационных систем (СНС) ГЛОНАСС/GPS [1, 2].

**Постановка задачи.** В настоящее время большое внимание уделяется вопросам повышения точности навигационных измерений с помощью НАП спутниковых навигационных систем. Одним из наиболее важных направлений при этом является учет (компенсация) ионосферной составляющей погрешности измерений НАП для заданного района.

Ионосферная составляющая погрешности навигационных измерений дальности является наиболее существенной в одночастотной аппаратуре потребителей СНС ГЛОНАСС/GPS. Стандартно применяемая для учета этой погрешности модель, разработанная Клобучаром [2], обеспечивает компенсацию ~50 %. Уровень остаточной, некомпенсируемой погрешности зависит от множества факторов и в лучшем случае составляет ~1 м, в худшем — ~15 м и более.

В среднем остаточную погрешность полагают равной нескольким метрам (~7 м при глобальном усреднении) [1, 2].

В качестве примера на рис. 1 приведены графики зависимости вертикального значения ПЭС\* ионосферы от времени для точки с географическими координатами 60 с.ш. и 30 в.д. на интервале всемирного координированного времени (UTC) 20:00 17.06.2005 — 00:00 19.06.2005, построенные по модели Клобучара со стандартными коэффициентами, передаваемыми в кадре навигационного сообщения с борта навигационного КА (НКА) GPS (кривая 1) и по экспериментальным данным (кривая 2), полученным при обработке дальномерных измерений двухчастотной НАП ГЛОНАСС/GPS.

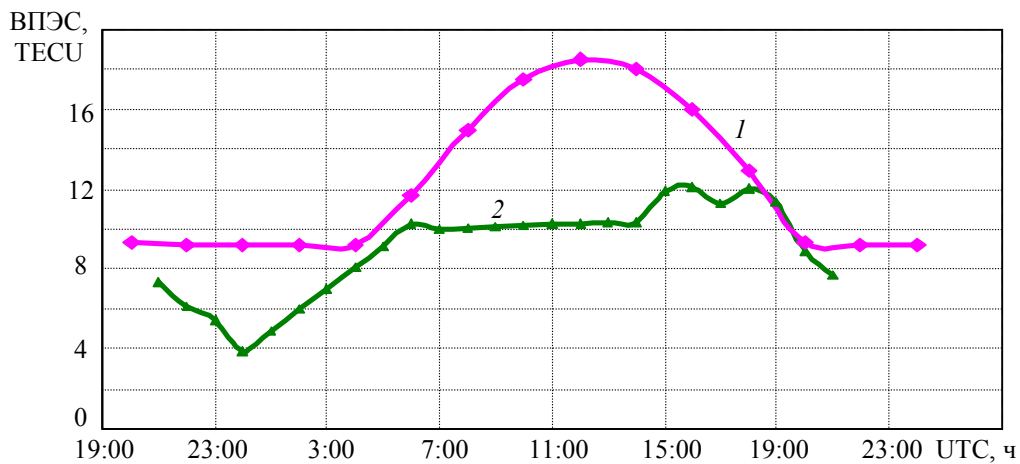


Рис. 1

Из графиков видно, что характер приведенных кривых, описывающих суточный ход вертикального ПЭС в летний период на широте данного пункта наблюдения существенно отличается от модельного. Фактически существует два временных интервала, в которых стандартная модельная компенсация совпадает с экспериментально полученной: 4:00—6:00 и 18:00—20:00. Для других временных интервалов расхождение может быть очень значительным, так на момент 00:00 ч ИТС остаточное значение ионосферной погрешности больше абсолютной нескомпенсированной, т.е. в этом случае после применения модели Клобучара со стандартными коэффициентами ионосферная погрешность измерения дальности не компенсируется и даже становится еще больше.

Один из вариантов уменьшения остаточной погрешности может быть основан на применении в модели Клобучара не стандартных коэффициентов, а уточненных по данным глобальных или локальных наблюдений за состоянием ионосферы с помощью двухчастотной НАП ГЛОНАСС/GPS. Рассмотрим метод уточнения коэффициентов модели Клобучара по данным локального наблюдения за ПЭС ионосферы с помощью одного комплекта НАП ГЛОНАСС/GPS, позволяющего охватить регион радиусом ~1000 км [3]. Описание методики определения ПЭС с помощью двухчастотной НАП можно найти в зарубежных и отечественных публикациях, например [4—6].

**Метод коррекции параметров ионосферы.** Модель Клобучара описывает системные интегральные эффекты в ионосфере, аппроксимируя суточный ход ПЭС в глобальном масштабе в виде положительной полуволны косинуса, где  $A$  — амплитуда полуволны,  $P$  — ее период (в НАП, согласно [2], используют первые три члена разложения в ряд Тейлора). Значения текущей фазы и амплитуды вычисляются на основе полиномов третьей степени, аргументы которых зависят от текущих координат точки расположения НАП и времени [2]:

\* ПЭС в единицах TECU, 1 TECU =  $10^{16}$  м<sup>-2</sup>, для НКА GPS 1 TECU соответствует ~0,16 м погрешности измерения дальности.

$$T_{\text{iono}}^{\text{GPS}} = \begin{cases} F \left[ 5 \cdot 10^{-9} + A \left( 1 - \frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{24} \right) \right], & |x| < 1,57 \\ F(5 \cdot 10^{-9}), & |x| > 1,57 \end{cases},$$

где  $T_{\text{iono}}^{\text{GPS}}$  — задержка сигнала в ионосфере на частоте  $L1$  GPS, [с];  $F$  — функция наклона;

$$A = \begin{cases} \sum_{n=0}^3 \alpha_n \phi_m^n, & A \geq 0 \\ 0, & A \leq 0 \end{cases}, [\text{с}]; \quad x = \frac{2\pi(t - 50\,400)}{P}, [\text{рад}]; \quad P = \begin{cases} \sum_{n=0}^3 \beta_n \phi_m^n, & P \geq 72\,000 \\ 72\,000, & P \leq 72\,000 \end{cases}, [\text{с}];$$

$\alpha_n, \beta_n$  — коэффициенты модели, передаваемые в составе информационного сообщения GPS,  $n = 0—3$ ;  $\phi_m^n$  — геомагнитная широта;  $t$  — локальное время.

Таким образом, формируемая для оптимизации целевая функция представляет собой сумму квадратов невязок измеренного и рассчитанного с использованием модели Клобучара на заданные моменты времени значения ПЭС. Исследуемая функция является восьмимерной.

Для коррекции коэффициентов модели использовался набор значений наклонного ПЭС с сигналом 1 мин, полученным при наблюдении на интервале времени 00:00—18:00 18.06.2005 UTC НКА ГЛОНАСС/GPS с углами места более  $10^\circ$ , что соответствует региону примерно  $50—70^\circ$  с.ш. и  $10—50^\circ$  в.д. На рис. 2 приведены графики экспериментально определенного вертикального ПЭС (*a*) для НКА, находящихся в зоне радиовидимости, и следы их проходов (*b*) по небесной полусфере над точкой наблюдения на интервале 1:00—5:00 18.06.2005 UTC (R соответствует НКА системы ГЛОНАСС, G — GPS).

Выборку можно считать малоинформативной, поскольку используемые при коррекции опорные наблюдения ПЭС являются однопуктными, т.е. выполненными на интервале менее суток (меньше периода, соответствующего модели Клобучара), локальными по пространству на высоких широтах (основной массив измерений соответствует наблюдениям, проведенным южнее точки расположения НАП), при этом в каждый момент времени для обработки применялись данные не от всех видимых НКА. Это, естественно, приводит к усложнению алгоритма решения оптимизационной задачи.

Процесс поиска затрудняется топологией (формой) целевой функции, которая представляет собой сумму квадратов измеренных значений ПЭС и ПЭС, полученных с помощью модели Клобучара. На рис. 3 показана зависимость целевой функции от двух компонент вектора параметров модели Клобучара  $F(\alpha_0, \alpha_3)$ , рис. 3, *a* и  $F(\beta_1, \beta_2)$ , рис. 3, *b*. Анализ топологии целевой функции позволяет сделать следующие выводы.

1. Полученная восьмимерная целевая функция ( $F$ ) имеет сложную топологию. Поиск ее минимума существенно затруднен разноразмерностью вектора параметров, наличием „оврагов“ и плоских участков функции.

2. Вблизи точки истинного вектора параметров (минимума) целевая функция имеет очень низкую чувствительность. Иными словами, большие рассогласования по компонентам вектора параметров дают очень малое изменение значения функции ошибок.

3. В разноразмерном пространстве параметров целевая функция вытянута вдоль одной из компонент. Поиск минимума функций с такой топологией затруднен отсутствием чувствительности вдоль одной из компонент вектора параметров. При поиске минимума подобных целевых функций с помощью различных оптимизационных методов возникает проблема закливания алгоритма, что приводит к преждевременному окончанию процесса поиска.

4. Для оптимизации отмеченных целевых функций необходимо использовать адаптивные эмпирические алгоритмы, позволяющие найти минимум целевой функции при всех недостатках ее топологии.

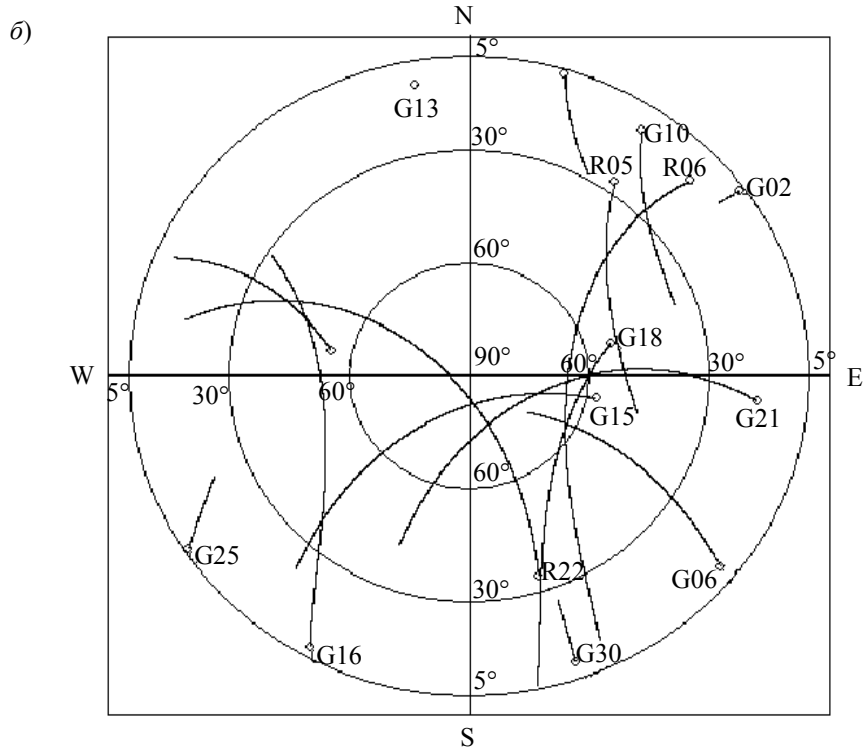
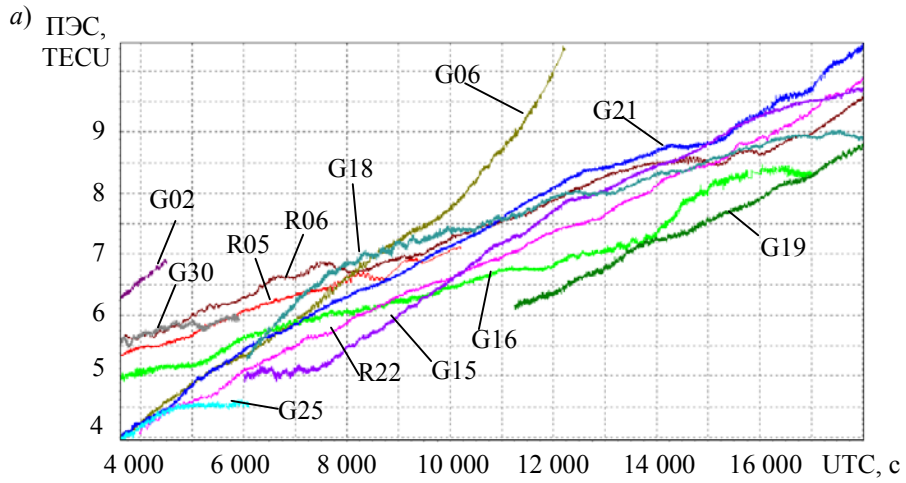


Рис. 2

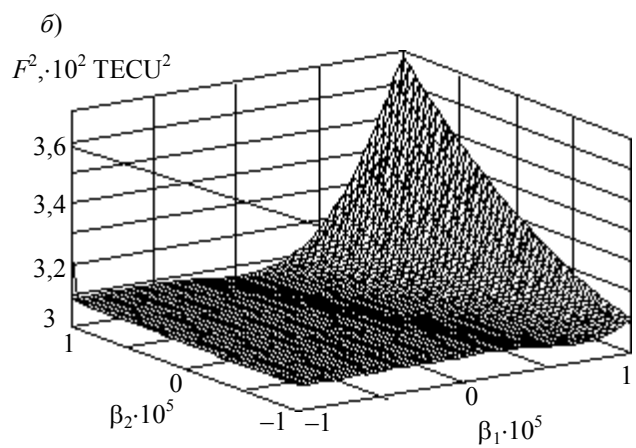
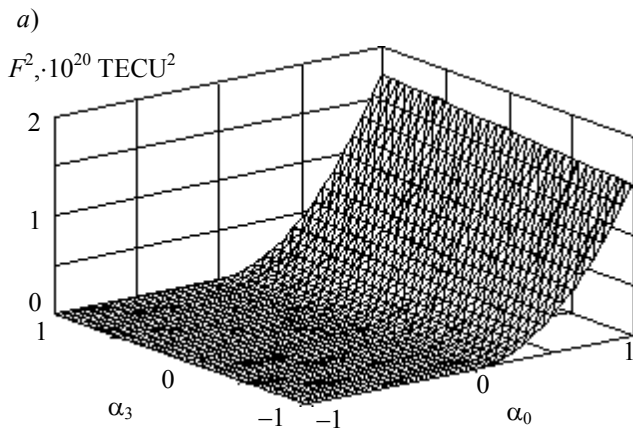


Рис. 3

Для решения поставленной задачи предлагается использовать методы, основанные на прямом поиске минимума целевой функции [7, 8].

При оптимизации функций, сформированных при низкой информативности измерительных данных, наилучшие результаты показали методы, в которых используется стратегия поиска минимума вдоль выбранных сопряженных направлений [9—11]. К этим методам относятся, прежде всего, метод Пауэлла и его модификации. Особенностью построения метода сопряженных направлений является скалярный поиск минимума функции вдоль каждого из направлений, поэтому эффективность метода Пауэлла во многом определяется выбором метода одномерного поиска.

Эффективно использовать метод сопряженных направлений, включая в его состав комплексный алгоритм одномерного поиска, основанного на комплексировании метода квадратичной интерполяции и одномерного симплекс-метода [8]. Комплексный метод обеспечивает адаптацию процедуры скалярного поиска к сформированной целевой функции. На первом этапе за счет применения квадратичной интерполяции область поиска локализуется вблизи оптимального значения. На втором этапе использование одномерного симплекс-метода позволяет оптимизировать целевую функцию без задания области, в которой находится минимум, и максимально адаптировать алгоритм поиска к топологии целевой функции вблизи точки минимума.

Стандартные коэффициенты модели Клобучара, передаваемые в кадре навигационного сообщения GPS на дату измерений (18.06.2005) [1—3], имели значения:

$$\begin{aligned}\alpha_0 &= 8,381\ 9\text{E}-9, & \beta_0 &= 9,420\ 80\text{E}+4; \\ \alpha_1 &= 2,235\ 2\text{E}-8, & \beta_1 &= 1,310\ 72\text{E}+5; \\ \alpha_2 &= -5,960\ 5\text{E}-8, & \beta_2 &= -6,55\ 36\text{E}+4; \\ \alpha_3 &= -1,192\ 1\text{E}-7, & \beta_3 &= -5,898\ 24\text{E}+5.\end{aligned}$$

В результате оптимизации с использованием предложенного алгоритма был получен следующий набор скорректированных коэффициентов:

$$\begin{aligned}\alpha_0 &= -1,8299\text{E}-8, & \beta_0 &= 665702,4; \\ \alpha_1 &= 1,0547\text{E}-7, & \beta_1 &= -3618361,3; \\ \alpha_2 &= 1,0793\text{E}-9, & \beta_2 &= 6160921,6; \\ \alpha_3 &= -4,4171\text{E}-7, & \beta_3 &= -131737,3.\end{aligned}$$

График суточного хода ПЭС, построенный по скорректированным коэффициентам модели Клобучара, представлен на рис. 4.

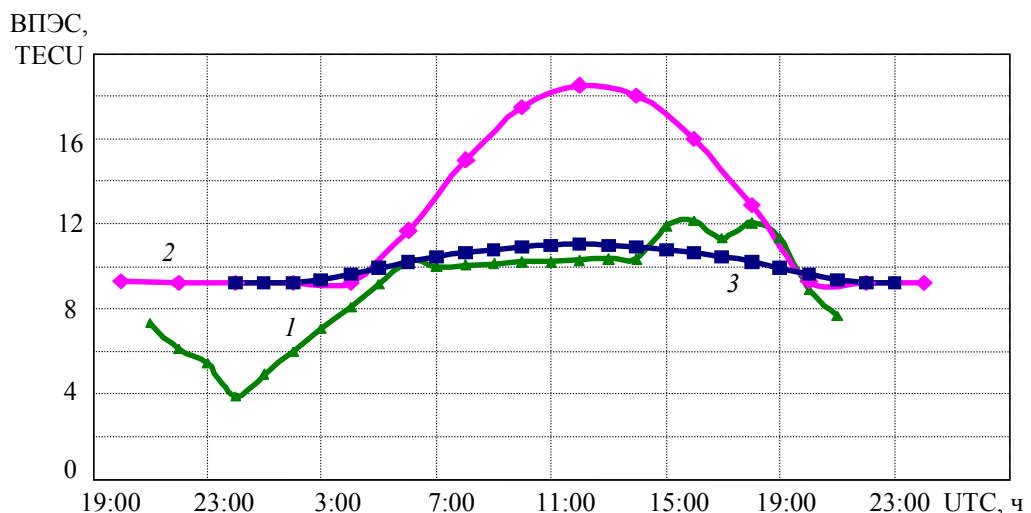


Рис. 4

Из рис. 4 видно существенное различие модельного хода до и после коррекции коэффициентов. В большей степени претерпела изменение амплитудная составляющая модели и в меньшей — фазовая. Среднеквадратическая погрешность суточного хода экспериментального

ПЭС (1) относительно модельного, вычисленного по стандартным (2) и скорректированным с использованием предложенного алгоритма (3) коэффициентам, составляет ~5 и 2,1 TECU соответственно. Таким образом, среднеквадратическая погрешность уменьшилась более чем в 2 раза. Весь выигрыш проявляется только в дневное время. В ночной период вследствие фиксированности ПЭС постоянным коэффициентом модели [2] преимущества в применении скорректированных коэффициентов наблюдаться не будет.

Стоит заметить, что так как модель уточнялась по локальным данным, то и применять скорректированные коэффициенты можно только в рассматриваемом регионе (в котором находится двухчастотная НАП ГЛОНАСС/GPS).

Работа поддержана Советом по грантам Президента РФ (грант № МК-3711.2005.10).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. GPS standard positioning service performance standard. Assistant secretary of defense for command, control, communications, and intelligence. 6000 Defense Pentagon, Washington, DC 20301—6000, October, 2001.
2. Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces. Interface specification. IS-GPS-200. Revision D. 7. December, 2004
3. Андрианов В. А., Мосин Е. Л., Смирнов В. М. Определение регулярных вариаций F2-области ионосферы Земли по измерениям параметров сигналов навигационных спутников // Исследование Земли из космоса. 2000. № 1. С. 15—25.
4. Lin L.-Sh. Remote sensing of ionosphere using GPS measurements // 22nd Asian Conf. on Remote Sensing. 5—9 November 2001. Singapore.
5. Афраймович Э. Л., Косорогов Е. А., Лесюта О. С., Ушаков И. И. Спектр перемещающихся ионосферных возмущений по данным глобальной сети GPS // Изв. вузов. Радиофизика. 2001. Т. XLIV, № 10. С. 828—839.
6. Parkinson B. W., Spilker J. J. jr. Global Positioning System: Theory and Applications. Vol. I. Washington: AIAA Inc, 1996. 793 p.
7. Алешкин А. П., Мысливцев Т. О. Использование адаптивной эмпирической оптимизации для первоначального определения орбиты космических объектов по малой выборке наземных оптических угловых наблюдений // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. Т. 48, № 2. С. 37—44.
8. Мысливцев Т. О. Алгоритм эмпирического поиска оптимального решения в задачах с малоинформативной измерительной выборкой // Изв. вузов. Приборостроение. 2007. Т. 50, № 8. С. 3—8.
9. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике / Пер. с англ. М.: Мир, 1986.
10. Пантелеев А. В., Летова Т. А. Методы оптимизации в примерах и задачах. М.: Высш. шк., 2002.
11. Шуп Т. Решение инженерных задач на ЭВМ: Практическое руководство / Пер. с англ. М.: Мир, 1982.

Рекомендована академией

Поступила в редакцию  
17.10.06 г.



А. В. ТИМОФЕЕВ

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН

Ю. К. ЗОТОВ

Санкт-Петербургский государственный университет

## СТАБИЛИЗАЦИЯ ПРОГРАММЫ ПОЛЕТА И УПРАВЛЯЕМОСТЬ АВТОНОМНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКОЙ

Для широкого класса нелинейных моделей динамики автономных летательных аппаратов получены критерии их обратимости, управляемости, стабилизируемости и декомпозируемости. В аналитическом виде синтезированы программные управления и программные движения автономных летательных аппаратов, построены алгоритмы их робастной стабилизации. Предложены нелинейные канонические преобразования координат пространства состояний и управлений, упрощающие синтез и анализ декомпозирующих высококачественных алгоритмов управления полетом автономных летательных аппаратов с обратимыми нелинейными моделями динамики.

**Введение.** Динамика широкого класса математических моделей автономных летательных аппаратов (АЛА) как твердых тел с учетом динамики исполнительных приводов рулевых органов и двигателей тяги описывается системой дифференциальных уравнений в форме Коши [1, 2]

$$\dot{z} = F(z, u, t), z(t_0) = z_0, t \geq t_0, \quad (1)$$

где  $z_0, z = z(t)$  —  $n$ -мерные векторы состояний системы в начальный ( $t_0$ ) и текущий ( $t$ ) моменты времени;  $u$  —  $m$ -мерный вектор управлений;  $F$  —  $n$ -мерная вектор-функция, удовлетворяющая условиям существования и единственности решения системы (1). Уравнения динамики для многих типичных режимов и условий полета АЛА можно представить в виде (1), где

$$z = \text{col}(z_1, \dots, z_r), n = mr, \quad (2)$$

$$F(z, u, t) = \text{col}(F_1(z^1, t), \dots, F_{r-1}(z^{r-1}, t), F_r(z, u, t)), \quad (3)$$

$$\dot{z}_i = F_i(z^{i+1}, t) = C_i(z^i, t) + F_{0i}(z^{i+1}, t), i = 1, \dots, r-1, \quad (4)$$

$$\dot{z}_r = F_r(z, u, t) = C_r(z, t) + F_{0r}(z, u, t), \quad (5)$$

$z_i$  и  $z^i = \text{col}(z_1, \dots, z_r)$  —  $m$ - и  $mi$ -мерные векторы;  $F_i, C_i, F_{0i}$  ( $i = 1, \dots, r$ ) — заданные вектор-функции, причем  $m$ -мерные вектор-функции  $F_i$  ( $i = 1, \dots, r$ ) обладают свойством обратимости  $H_F$  [3–8].

Уравнения (1)–(5) взаимно однозначно разрешимы относительно переменных  $z_{i+1}$  ( $i = 1, \dots, r-1$ ) и вектора управления  $u$ , т.е. справедливы соотношения

$$z_{i+1} = G_i(\dot{z}_i, z_i, t), (z^{i+1}, t) \in \Omega_{D_i}, i = 1, \dots, r-1, \quad (6)$$

$$u = G_r(\dot{z}_r, z, t), (z^{r+1}, t) \in \Omega_{D_r}, \quad (7)$$

где  $\Omega_{D_i} = \{z^{i+1}, t/z^{i+1} \in \Omega_{z^{i+1}} \subset R^{n(i+1)}, t \geq t_0\}$ ,  $R^n$  — евклидово  $n$ -мерное пространство,  $G$  —  $m$ -мерная вектор-функция ( $i=1, \dots, r$ ).

Поэтому модели динамики (1)—(5) АЛА относятся к классу обратимых управляемых систем (см. работы [5, 9]).

**Постановка задачи.** Модель движения АЛА (1)—(5) будем считать управляемой [10], если для любых двух состояний  $z_{p0} \in R^n$  и  $z_{p1} \in R^n$ , любых  $t_0 < t_1, t_1 - t_0 < \infty$  существует закон управления  $u$  такой, что соответствующее ему решение  $z(t)$  выражения (2) удовлетворяет граничным условиям

$$z(t_0) = z_{p0}, \quad z(t_1) = z_{p1}. \quad (8)$$

Решение

$$z(t) = z_p(t), \quad t \in [t_0, t_1] \quad (9)$$

системы (1)—(5), удовлетворяющее условиям (8), будем называть программным движением (ПД), а соответствующее ему управление

$$u(t) = u_p(t), \quad t \in [t_0, t_1] \quad (10)$$

программным управлением (ПУ). Рассмотрим некоторое ПД  $z_p(t)$  (9). Будем считать, что оно стабилизируемо, если существует закон управления с обратной связью по вектору состояния  $z$  вида

$$u = u(t, z), \quad t \geq t_0, \quad (11)$$

обеспечивающий асимптотическую устойчивость ПД  $z_p(t)$  (8), (9).

Рассмотрим условия глобальной управляемости и стабилизируемости модели АЛА (1)—(5) как объекта управления, а также проведем в аналитическом виде синтез ПД, ПУ и стабилизирующих и робастных законов управления, обеспечивающих декомпозицию и высокое качество переходных процессов (ПП).

**Приведение обратимой модели динамики АЛА к каноническому виду.** Каноническим будем называть представление исходной прямой модели динамики АЛА в виде

$$\dot{x} = \mathbf{P}x + \mathbf{Q}w, \quad x(t_0) = x_0, \quad t \geq t_0, \quad (12)$$

$$x = \text{col}(x_1, \dots, x_r), \quad (13)$$

где  $x$  —  $n$ -мерный вектор канонических переменных состояния системы;  $x_i$ ,  $x^i = \text{col}(x_1, \dots, x_i)$  —  $m$ -,  $mi$ -мерные векторы;  $w$  —  $m$ -мерный вектор канонических управлений;  $\mathbf{P}$ ,  $\mathbf{Q}$  — постоянные блочные матрицы размерностей  $n \times n$  и  $n \times m$  вида

$$\mathbf{P} = \left\| \mathbf{P}_{ij} \right\| (\mathbf{P}_{ij} = \mathbf{O}, i=1, \dots, r-2; j=i+2, \dots, r), \quad \mathbf{Q} = \left\| \begin{array}{c} \mathbf{O} \\ \mathbf{Q}_r \end{array} \right\|; \quad (14)$$

$$\text{rank } \mathbf{P}_{i,i+1} = m, i=1, \dots, r-1; \text{rank } \mathbf{Q}_r = m,$$

где  $\mathbf{P}_{ij}$  ( $i, j = 1, \dots, r$ ),  $\mathbf{Q}_r$  —  $m \times m$ -блоки;  $\mathbf{O}$  — нулевая матрица соответствующей размерности.

Следуя [5—8], можно построить взаимно однозначные непрерывно дифференцируемые преобразования координат пространства состояний  $z$  и управлений  $u$  исходной модели динамики АЛА (1)—(5) к каноническим координатам  $x$  и  $w$  в виде

$$x = \psi(z, t), \quad (z, t) \in \Omega_\psi = \Omega_{D_{r-1}}, \quad (15)$$

$$w = \psi_{r+1}(z, u, t), \quad (z, t) \in \Omega_{\psi_{r+1}} = \Omega_{D_r}. \quad (16)$$

Преобразования  $\psi$  (15) и  $\psi_{r+1}$  (16) можно взаимно однозначно разрешить относительно переменных  $z_i$  ( $i = 1, \dots, r$ ) и закона управления  $u$  соответственно, т.е. существуют обратные преобразования вида [5—8]:

$$z = \Phi(x, t) = \text{col}(\Phi_1(x^1, t), \dots, \Phi_r(x^r, t)), \quad (x, t) \in \Omega_\Phi, \quad (17)$$

$$z_i = \Phi_i(x^i, t), \quad (x^i, t) \in \Omega_{\Phi_i}, \quad i = 1, \dots, r, \quad (18)$$

$$u = \Phi_{r+1}(x, w, t), \quad (x, w, t) \in \Omega_{\Phi_{r+1}}, \quad (19)$$

где  $\Phi$  и  $\Phi_i$  ( $i = 1, \dots, r + 1$ ) —  $n$ - и  $m$ -вектор-функции, множества

$$\Omega_\Phi = \{(x, t) / z = \Phi(x, t) \in \Omega_{D_{r-1}}, t \geq t_0\}, \quad \Omega_{\Phi_i} = \{(x^i, t) / z^i = \Phi^i(x^i, t) \in \Omega_{D_{i-1}}, t \geq t_0\}.$$

**Управляемость и программирование движений АЛА с обратимой динамикой.** С учетом (14) имеем

$$\text{rank} \|\mathbf{Q}, \mathbf{PQ}, \dots, \mathbf{P}^{r-1}\mathbf{Q}\| = n, \quad (20)$$

отсюда следует, что каноническая система (12)—(14) управляема [10], т.е. существует закон ПУ [6]

$$w = w_p(t) = w_p, \quad t \in [t_0, t_1], \quad (21)$$

при котором выполнены граничные условия

$$x_p(t_0) = x_{p0} = \psi(z_{p0}, t_0) \in \Omega_\Phi, \quad (22)$$

$$x_p(t_1) = x_{p1} = \psi(z_{p1}, t_1) \in \Omega_\Phi. \quad (23)$$

Подставив  $x_p(t)$  и  $w_p(t)$  в (17) и (19), для исходной модели динамики АЛА (1)—(5) получим ПУ

$$u = u_p(t) = \Phi_{r+1}(x_p, w_p, t) = \Phi_{r+1}(\Psi(z_p, t), w_p, t) \quad (24)$$

и соответствующее ему ПД

$$z = z_p = \Phi(x_p, t), \quad t \in [t_0, t_1]. \quad (25)$$

Поэтому исходная модель динамики АЛА (1)—(5) тоже управляема.

Таким образом, критерий глобальной управляемости для модели динамики АЛА в канонической форме (12)—(14) определяется выражением (20), а для исходной прямой модели динамики АЛА (1)—(5) сводится к выполнению свойства обратимости  $H_F$  [5, 11].

**Критерии стабилизируемости программных движений АЛА.** Рассмотрим некоторое ПД  $z = z_p(t), t \geq t_0$  исходной модели динамики АЛА (1)—(5), для широкого класса уравнений которой справедливы оценки [1, 2]

$$\left| \Delta C_i(e_z^i, t) \right| = \left| C_i(e_z^i + z_p^i, t) - C_i(z_p^i, t) \right| \leq \sum_{j=0}^{m_i} a_{1ij} |e_z^i|^j, \quad i = 1, \dots, r, \quad (26)$$

$$\left\| \Delta F_{0i}(e_z^{i+1}, t) \right\| = \left\| F_{0i}(e_z^{i+1} + z_p^{i+1}, t) - F_{0i}(z_p^{i+1}, t) \right\| \leq \sum_{j=0}^{n_i} a_{2ij} |e_z^i|^j + a_{3i} |e_{z_{i+1}}|, \quad i = 1, \dots, r, \quad (27)$$

где  $e_z = z - z_p$ ,  $e_{x_i} = z_i - z_{pi}$ ,  $e_z^{r+1} = \text{col}(e_z, e_{z_{r+1}})$ ,  $e_{z_{r+1}} = u - u_p$ ,  $e_z^i = \text{col}(e_{z_1}, \dots, e_{z_i})$ ,  $a_{1ij} \geq 0$ ,  $a_{2ij} \geq 0$ ,  $a_{3i} > 0$ ,  $m_{ji} \geq 0$ ,  $n_i \geq 0$  — некоторые постоянные. Аналогичные оценки справедливы для частных производных от вектор-функций  $\Delta C_i$  и  $\Delta F_{0i}$  ( $i = 1, \dots, r$ ) по их аргументам.

Синтезируем стабилизирующий закон управления с обратной связью по  $z$  вида

$$u = \Phi_{r+1}(x, w_p + \Gamma_0(x - x_p), t) = \Phi_{r+1}(\Psi(z, t), w_p + \Gamma_0(\Psi(z, t) - \Psi(z_p, t)), t) \quad (28)$$

для исходной модели динамики АЛА (1)—(5), где

$$\Gamma_0 = \|\Gamma_{01}, \dots, \Gamma_{0r}\|, \quad (29)$$

— постоянная  $m \times n$ -матрица коэффициентов усиления,  $\Gamma_{0j}$  ( $j = 1, \dots, r$ ) —  $m \times m$ -блоки, такие, что матрица

$$\Gamma = \mathbf{P} + \mathbf{Q}\Gamma_0 \quad (30)$$

устойчива [10], т.е.

$$\operatorname{Re} \lambda_i(\Gamma) < 0, i = 1, \dots, n, \quad (31)$$

где  $\lambda_i(\Gamma)$  ( $i = 1, \dots, n$ ) — заданные собственные числа матрицы  $\Gamma$ . Это возможно [9, 11], поскольку пара  $(\mathbf{P}, \mathbf{Q})$  вполне управляема. Отсюда следует, что стабилизирующий закон управления (28)—(31) обеспечивает асимптотическую устойчивость ПД  $z_p(t)$  в замкнутой исходной модели динамики АЛА (1)—(5), (28)—(31).

**Декомпозируемость, робастность и качество стабилизации движений АЛА.** Многим АЛА присущи перекрестные динамические связи, интенсивность которых нелинейно зависит от текущего состояния и управления. Вследствие этого использование линейных ПИД-регуляторов существенно ухудшает качество ПП вплоть до потери устойчивости.

Преимущество синтезированных выше нелинейных законов управления заключается в том, что за счет правильного выбора параметров матриц коэффициентов усиления  $\Gamma_0$  можно обеспечить полную компенсацию перекрестных связей и заданный характер затухания ПП в замкнутой системе АЛА.

Будем называть декомпозирующим такой закон управления, при котором уравнение ПП в замкнутой модели динамики АЛА распадается на систему независимых уравнений по управляемым координатам. Важно отметить, что синтезированные регуляторы являются декомпозирующими при определенном выборе элементов блоков матрицы  $\mathbf{P}$  и коэффициентов усиления — элементов матрицы  $\Gamma_0$  [5—8]. Более того, параметры-элементы блоков  $\Gamma_{0j}$ , входящие в матрицу коэффициентов усиления  $\Gamma_0$  (29)—(31), всегда можно выбрать так, чтобы ПП имели заданный характер, желаемую скорость затухания и т.п. [5—8, 9, 11].

Следует отметить, что синтезированные высококачественные законы стабилизации являются робастными, т.е. обеспечивают устойчивость обратимых моделей динамики АЛА по отношению к ограниченным параметрическим и постоянно действующим возмущениям [5—8]. На основе этих законов стабилизации можно синтезировать алгоритмы адаптивного управления АЛА с помощью методов, описанных в [9, 11, 12].

Работа выполнена при частичной поддержке гранта РФФИ № 05–01–08044–офи и гранта РФФИ № 06–08–01612а.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Красовский А. А. Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. М.: Наука, 1973. 560 с.
2. Летов Ф. М. Динамика полета и управление. М.: Наука, 1969.
3. Попов Е. П., Тимофеев А. В. Принцип скоростного управления в задаче аналитического синтеза автоматов стабилизации // ДАН СССР. 1979. Т. 256, № 5. С. 1073—1076.
4. Попов Е. П., Тимофеев А. В. Управляемость на подпространстве и адаптивные модальные регуляторы // ДАН СССР. 1983. Т. 273, № 5. С. 1070—1073.
5. Тимофеев А. В. Свойства обратимых моделей динамики и синтез высококачественного робастного управления // Изв. АН СССР. Техн. кибернетика. 1991. № 1. С. 45—56.

6. Зотов Ю. К., Тимофеев А. В. Управляемость и стабилизация программных движений обратимых механических и электромеханических систем // Прикладная математика и механика. 1992. Т. 56, вып. 6. С. 968—975.
7. Зотов Ю. К., Тимофеев А. В. Стабилизация программных движений с заданными показателями качества в обратимых управляемых системах // Автоматика. 1991. № 3. С. 15—23.
8. Зотов Ю. К., Тимофеев А. В. Методы стабилизации движений обратимых динамических систем с использованием нелинейных канонических преобразований // Прикладная математика и механика. 1994. Т. 58, вып. 6. С. 41—54.
9. Тимофеев А. В. Управление роботами. Л.: Изд-во ЛГУ, 1986. 240 с.
10. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А. А. Красовского. М.: Наука, 1987. 711 с.
11. Тимофеев А. В. Построение адаптивных систем управления программным движением. Л.: Энергия, 1980. 85 с.
12. Тимофеев А. В. Адаптивная стабилизация программных движений и оценка времени адаптации // ДАН СССР. 1979. Т. 248, № 3. С. 545—549.

Рекомендована институтом

Поступила в редакцию  
31.05.07 г.

УДК 621.396.96

В. В. ВОЗНЮК, С. А. ЗАЙЦЕВ, Д. А. ТОЛСТОУХОВ

*Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского  
Санкт-Петербург*

О. А. БУЛАЕВ

*ЦНИИ робототехники и технической кибернетики  
Санкт-Петербург*

Н. В. ГУСАКОВ

*Штаб космических войск, Москва*

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ПРИЕМА СИГНАЛА ПРОСТРАНСТВЕННО РАЗНЕСЕННЫМИ СВЕРХМАЛЫМИ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ**

Рассмотрен способ определения времени задержки приема сигнала с неизвестными параметрами пространственно разнесенными сверхмалыми космическими аппаратами-ретрансляторами разрабатываемой системой радиотехнического контроля и мониторинга для решения задачи определения местоположения источника сигнала разностно-дальномерным методом.

В настоящее время одним из перспективных направлений скрытого радиомониторинга и контроля радиоэлектронной обстановки является спутниковый мониторинг, в ходе которого определяются координаты источников радиоизлучений. Особенно актуален мониторинг для обнаружения и контроля излучений средств спутниковой связи, радиомаяков, установленных на транспортных средствах для отслеживания маршрутов их передвижения, при фиксировании возможных нарушений режимов работы радиоэлектронных средств (РЭС) устройств, используемых террористическими группировками и т.п. В рамках решения

перечисленных задач наибольшее значение приобретает оперативное и точное определение координат источников радиоизлучения (ИРИ).

Решать задачи радиотехнического контроля и мониторинга можно путем применения широкого спектра методов. При этом необходимо учитывать ряд взаимоисключающих требований по точности, оперативности и глобальности контроля. Для реализации таких требований в [1] было предложено использовать системы на основе сверхмалых космических аппаратов (СМКА) ретрансляторов с последующей обработкой ретранслируемых излучений в наземном центре. Причем для непрерывного наблюдения на значительном удалении от центра обработки должна быть обеспечена возможность ретрансляции сигналов с использованием внешних ретрансляторов отечественных систем спутниковой связи [1].

Космический сегмент такой системы может включать в общем случае различное количество низкоорбитальных (с высотой орбиты 700—900 км) СМКА-ретрансляторов излучений массой не более 20 кг, на основе которых могут быть сформированы „кластеры“ (разнесенные в пространстве СМКА-ретрансляторы с известными координатами) различной пространственной конфигурации. В наземном центре должны осуществляться прием ретранслированных излучений с СМКА и измерение временных задержек прихода конкретного сигнала ИРИ на тот или иной СМКА кластера. Значения временных задержек необходимы для определения координат ИРИ с использованием известного разностно-дальномерного (РДМ) метода [2]. Очевидно, что погрешность определения местоположения ИРИ при этом будет зависеть от точности определения координат малых космических аппаратов, а также точности измерения времени задержки поступления сигнала ИРИ ретрансляторами кластера.

Требуемая погрешность вычисления координат ИРИ такой системой находится в пределах нескольких сотен метров. Это накладывает следующие общесистемные ограничения на степень точности определения координат СМКА-ретрансляторов и точности измерения временных задержек [1]:

— среднеквадратичная погрешность определения координат СМКА-ретрансляторов не должна превышать 25 м;

— среднеквадратичная погрешность определения времени задержки прихода одинаковых реализаций сигнала на СМКА-ретрансляторы не должна превышать 30 нс.

Указанные значения погрешности определения координат СМКА-ретрансляторов могут быть обеспечены путем их высокоточной координатной привязки с помощью космических радионавигационных систем (типа „Навстар“ и ГЛОНАСС). При этом задача обеспечения требуемых значений среднеквадратичной погрешности определения временных задержек приема сигнала СМКА-ретрансляторами до настоящего времени не рассматривалась. Таким образом, целью настоящей статьи является исследование возможности достижения требуемого уровня точности измерения времени задержки приема сигнала с априори неизвестной структурой кластером СМКА.

Определение времени задержки прихода сигналов с неизвестными параметрами в кластер СМКА-ретрансляторов в наиболее общем случае может осуществляться путем их взаимной корреляционной обработки. При этом оценке времени задержки  $\tau^*$  поступления радиосигнала в две пространственно разнесенные точки соответствует положение максимума модуля взаимной корреляционной функции сигналов, принятых в этих точках [3]. Таким образом, для двух опорных точек можно записать

$$\tau^* = \underset{\tau}{\operatorname{arg\,max}} R(\tau), \quad (1)$$

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s_1(t) s_2(t-\tau) dt, \quad (2)$$

где  $T$  — заданный интервал наблюдения;  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$  — нормированные по средней мощности сигналы ИРИ, принятые соответственно в первой и второй опорных точках.

Обычно применяемые на практике радиосигналы являются узкополосными, т.е. их несущая частота значительно превосходит ширину спектра. Поэтому целесообразно строить функцию взаимной корреляции не для самих узкополосных радиосигналов  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$ , а для их низкочастотных составляющих (детектированных огибающих).

Коррелометр, работающий в соответствии с выражением (2), осуществляет относительный сдвиг (задержку) огибающих сигналов  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$  на время  $\tau_i$ , перемножает их и усредняет полученное произведение на достаточно длительном интервале  $T$ . Для построения всей кривой подобные операции повторяются при различных значениях задержки  $\tau_i$ , число которых должно быть достаточно велико. Поскольку априорно структура сигнала излучаемого ИРИ неизвестна, то при разработке коррелометра с ограниченным быстродействием, реализующего описанный метод, возникают существенные трудности, связанные с получением большого числа фиксированных задержек  $\tau_i$  при ограниченном времени измерений [4].

В целях повышения быстродействия алгоритма определения времени задержки предлагается взаимную корреляционную функцию в области ее максимальных значений аппроксимировать кривой второго порядка, которая в дальнейшем позволит быстро получить предполагаемое значение аргумента ее максимума. Для построения такой кривой воспользуемся следующим методическим приемом. Поскольку сигналы  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  представляют собой одну и ту же реализацию исходного сигнала ИРИ, обозначим их огибающие соответственно  $f(t)$  и  $f(t+\tau^*)$ , где  $\tau^*$  в зависимости от взаимного положения ИРИ и кластера СМКА-ретрансляторов будет изменяться в пределах единиц миллисекунд. Для получения аппроксимирующей параболы зафиксируем момент времени  $t$  и разложим огибающую  $f(t+\tau)$  сигнала  $s_2(t)$  в ряд Маклорена по параметру  $\tau$  с точностью до третьего члена ряда

$$f(t+\tau) \approx f(t) + \tau f'(t) + 0,5\tau^2 f''(t). \tag{3}$$

Выражение (2) представим в следующем виде:

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \left[ \int_0^T f^2(t) dt + \tau \int_0^T f(t) f'(t) dt + \frac{\tau^2}{2} \int_0^T f(t) f''(t) dt \right]. \tag{4}$$

Первое слагаемое выражения (4) представляет собой среднюю мощность  $P_{cp}(T)$  сигнала  $f(t)$  за период наблюдения  $T$ . Второе слагаемое в (4) с учетом определения производной функции запишем в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{\tau}{T} \int_0^T f(t) f'(t) dt &= \frac{\tau}{T} \int_0^T f(t) \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{f(t+\Delta t) - f(t)}{\Delta t} dt = \\ \tau \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[ \frac{1}{T\Delta t} \int_0^T f(t) f(t+\Delta t) dt - \frac{1}{T\Delta t} \int_0^T f^2(t) dt \right] &= \tau \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{K(\Delta t) - K(0)}{\Delta t} = \tau \dot{K}(0), \end{aligned} \tag{5}$$

где  $\dot{K}(0)$  — значение производной автокорреляционной функции огибающей  $f(t)$  сигнала  $s_1(t)$  в точке  $\tau_i = 0$ . Необходимо заметить, что в точке  $\tau_i = 0$  достигается абсолютный максимум автокорреляционной функции, следовательно, ее производная в этой точке равна нулю:  $\dot{K}(0) = 0$ .

Выражение (4) при этом принимает следующий вид:

$$R_{\tau}(\tau) = P_{cp}(T) + \frac{\tau^2}{2T} \int_0^T f(t) f''(t) dt. \quad (6)$$

Тогда окончательно оценка времени задержки сигнала  $\tau^*$  может быть найдена из следующего выражения:

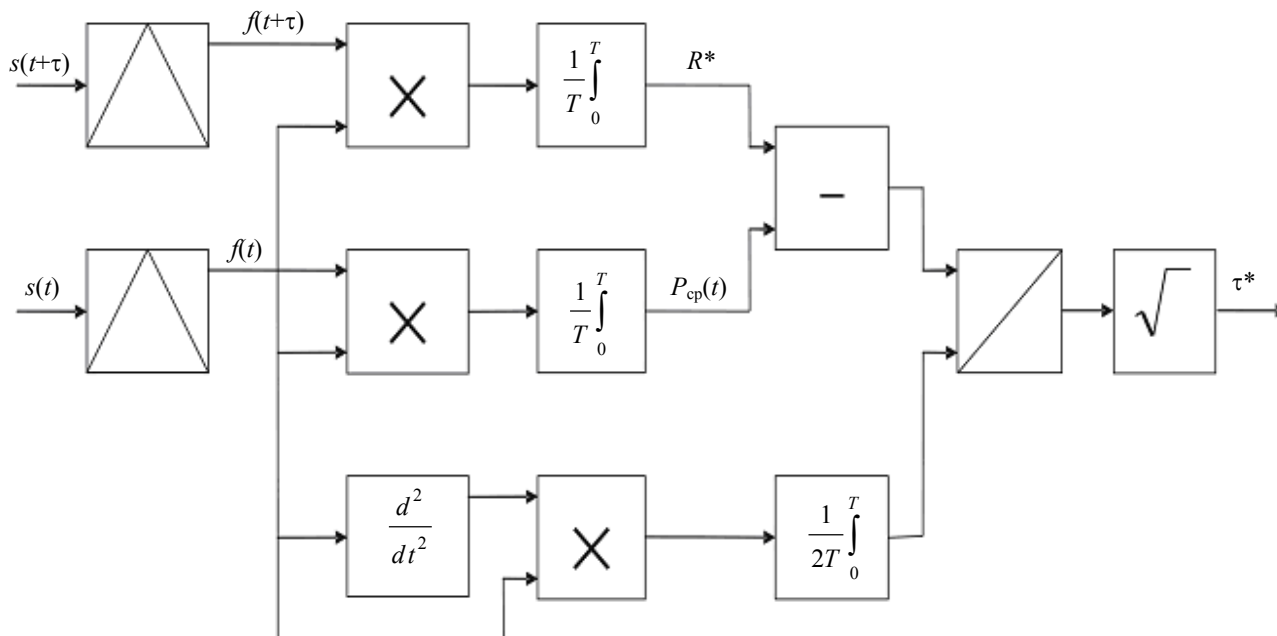
$$|\tau^*| = \sqrt{2T [R^* - P_{cp}(T)] \left[ \int_0^T f(t) f''(t) dt \right]^{-1}}, \quad (7)$$

где  $R^*$  — значение, полученное на выходе коррелятора огибающих сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  при  $\tau_i = 0$ , по окончании интервала наблюдения.

Таким образом, при оценивании времени задержки прихода радиосигнала в две пространственно разнесенные точки в измерителе должен реализоваться следующий алгоритм.

1. Прием и детектирование сигналов в опорных точках.
2. Вычисление средней мощности огибающей несмещенного сигнала за период наблюдения  $P_{cp}(T)$  (значения максимума автокорреляционной функции огибающей  $f(t)$ ).
3. Вычисление второй производной от несмещенной огибающей сигнала  $f''(t)$ .
4. Интегрирование произведения несмещенной огибающей сигнала и ее второй производной.
5. Измерение значения, полученного на выходе коррелятора смещенной и несмещенной огибающих сигнала  $R^*$ .
6. Оценка времени задержки  $\tau^*$  с использованием соотношения (7).

Структурная схема такого измерителя приведена на рисунке.



Для оценки точности предложенного алгоритма было проведено моделирование в среде MathCad 12. В качестве исследуемых сигналов были выбраны огибающие радиосигналов с различными видами модуляции, представляющие собой стационарные случайные процессы с ограниченным спектром. Проведенное моделирование позволило оценить среднюю квадратическую ошибку измерения величины задержки, которая в зависимости от вида моделируемых сигналов составила от  $0,75 \cdot 10^{-8}$  до  $0,25 \cdot 10^{-7}$  с. Таким образом, предложенный способ



позволяет получить оценку времени задержки прихода одинаковых реализаций сигнала с неизвестными параметрами с приемлемой для системы радиотехнического контроля и мониторинга точностью.

Работа поддержана Советом по грантам Президента РФ, грант НШ-2394.2006.10.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Вознюк В. В. Зайцев С. А.* Космическая система радиотехнического мониторинга на основе группировки низкоорбитальных малогабаритных космических аппаратов // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. Т. 48, № 6. С. 26—31.
2. *Сайбель А. Г.* Введение в теорию определения местоположения объектов радиотехническими методами: Уч. пос. СПб: ВИКУ им. А. Ф. Можайского, 2000. 93 с.
3. *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.
4. *Мирский Г. Я.* Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М.: Энергия, 1972. 456 с.

Рекомендована кафедрой  
РЭБ и защиты информации

Поступила в редакцию  
09.02.07 г.

УДК 621.396.6.001.4

**А. А. НОСЕНКОВ**

*Сибирский государственный аэрокосмический университет им. ак. М. Ф. Решетнева  
Железногорск*

**С. В. ПОКИДЬКО, М. И. СОКОЛОВ**

*Сибирский федеральный университет  
Железногорский филиал*

### **КОНТРОЛЬ КАЧЕСТВА УЗЛОВ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ МНОГОФАКТОРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА**

Рассмотрена возможность использования математического планирования эксперимента с малой выборкой для формирования критериев качества электронных устройств.

Математическое планирование эксперимента (МПЭ) вошло в инженерную практику при решении ряда прикладных задач [1]. Однако технология МПЭ не позволяет синтезировать групповые математические модели однотипных радиоэлектронных устройств (РЭУ), поскольку при исследованиях невозможно управлять внутренними параметрами РЭУ (элементов).

Для оценки соответствия параметров РЭУ как элементов сложных технических систем (СТС) заданным требованиям, обеспечения совместимости устройств системы, прогнозирования их параметрической надежности могут быть использованы результаты экспериментов с малой выборкой [2]. При этом проводится варьирование факторов, отражающих эксплуатационные условия, а спектр влияния внутренних факторов на параметры РЭУ прогнозируется по результатам МПЭ с малой выборкой.

Эксперимент проводился следующим образом:

— из партии изготовленных устройств случайным образом извлекается выборка объемом 10—12 образцов для полного факторного эксперимента (ПФЭ) [1];

— находятся средние значения параметров в каждом опыте (строке матрицы планирования);

— по полученным результатам ПФЭ оценивается репрезентативность выборки [3];

— оцениваются возможные доверительные интервалы для измеренного параметра в условиях каждого опыта;

— по результатам опытов во всех точках факторного пространства [4] строятся математические модели параметров узлов для  $P_{cp}$  (где  $P_{cp}$  — длительность импульсов генератора (мс), усредненная по результатам испытаний 22-х образцов (выходной параметр)) верхней и нижней допустимых границ;

— контроль остальных образцов устройств осуществляется только в условиях отдельных опытов ПФЭ, с использованием в качестве граничных значения, полученные по синтезированным математическим моделям.

После сопоставления результатов контроля параметров устройств и моделей допустимых границ, делаются выводы о качестве образцов. Если полученные значения параметров испытанных образцов лежат в пределах установленных границ, по новым данным испытаний проводится уточнение результатов.

С помощью представленной методики была испытана партия импульсных генераторов с учетом воздействия трех факторов: температуры окружающей среды  $x_1$ , напряжения питания  $x_2$  и сопротивления времязадающего резистора  $x_3$  по плану ПФЭ типа  $2^3$  [1], представленного матрицей планирования (см. таблицу).

№	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$P_{cp}$ , мс
1	–	–	–	567,01
2	–	–	+	533,32
3	–	+	–	430,79
4	–	+	+	646,33
5	+	–	–	347,30
6	+	–	+	518,61
7	+	+	–	330,55
8	+	+	+	498,37

Чтобы математическая модель, полученная по результатам исследований и отражающая зависимость выходного параметра от эксплуатационных факторов, адекватно описывала поведение параметров узлов данного типа, выборка должна быть репрезентативной.

Оценка репрезентативности проводится методом бутстреп [3]. Суть метода заключается в аппроксимации неизвестного распределения  $F$  интересующей статистической характеристики (значения выходного параметра устройства в любой точке плана эксперимента) оценкой максимального правдоподобия. Последнюю получают из выборочных данных путем многократного тиражирования, перемешивания и формирования методом Монте-Карло бутстреп-выборок в объеме, равном исходной выборке, а также путем оценки изменчивости полученных по исходной выборке статистических характеристик (среднее, дисперсия и т.д.) по их распределениям, рассчитанных по бутстреп-выборкам [3].

Мерой изменчивости служат смещение и среднее стандартное отклонение искомым выборочных характеристик, вычисленных по данным их бутстреп-распределений. Пример получения бутстреп-оценок смещения и стандартного отклонения приведен в [3].

Критерием репрезентативности выборки является соответствие выборочных характеристик их бутстреп-распределениям, в данном случае — незначимость отклонения выборочного среднего от центра бутстреп-распределения средневыборочных значений.

Учитывая, что во многих случаях для выборок малого объема бутстреп-методы дают лучшую оценку по сравнению с традиционной теорией, уровень значимости следует выбирать в пределах 1—2 % [3].

После подтверждения репрезентативности выборки переходят к построению математической модели для выходного параметра узла. Поскольку диапазоны изменения внешних воздействий для узлов СТС обычно широки, линейная аппроксимация оказывается неадекватной. Поэтому модель следует искать в виде полного или неполного полинома:

$$y = b_0 + b_1x_1 + b_2x_2 + b_3x_3 + b_{12}x_1x_2 + b_{13}x_1x_3 + b_{23}x_2x_3 + b_{123}x_1x_2x_3. \quad (1)$$

Уравнение регрессии, полученное по данным ПФЭ [1] (см. таблицу), имеет вид:

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{cp}} = y = & 459,03 + 90,12x_1 + 17,48x_2 - 35,33x_3 + \\ & + 5,72x_1x_2 - 5,34x_1x_3 - 26,72x_2x_3 - 6,59x_1x_2x_3. \end{aligned} \quad (2)$$

Статистический анализ результатов эксперимента (проверки воспроизводимости результатов, значимости коэффициентов модели и ее адекватности) [1] определил окончательный вид математической модели:

$$\Pi_{\text{cp}} = \tilde{y} = 459,03 + 90,12x_1 + 17,48x_2 - 35,33x_3 - 26,72x_2x_3. \quad (3)$$

Доверительные границы параметров импульсов в каждом опыте ПФЭ:

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{в}} &= \Pi_{\text{cp}} + kS(\Pi), \\ \Pi_{\text{н}} &= \Pi_{\text{cp}} - kS(\Pi), \end{aligned}$$

где  $\Pi_{\text{в}}$  и  $\Pi_{\text{н}}$  — верхняя и нижняя границы в условиях каждого опыта,  $S(\Pi)$  — оценка среднего стандартного отклонения в каждом опыте,  $k$  — коэффициент, зависящий от заданных значений  $P$ ,  $\gamma$  и объема выборки  $n$  (здесь  $P$  — вероятность попадания значений  $\Pi$  в заданные пределы с вероятностью  $\gamma$ ). Значения  $k$  находят из таблиц квантилей нормального распределения [4] при  $P = 0,95$ ,  $\gamma = 0,95$ ,  $n = 22$  —  $k = 2,697$ . Тогда уравнения регрессии для верхней и нижней допустимых границ с учетом значимых коэффициентов имеют вид

$$\begin{aligned} \Pi_{\text{в}} &= 511,20 + 111,18x_1 - 47,08x_2 - 24,69x_1x_3 - 8,31x_1x_2x_3, \\ \Pi_{\text{н}} &= 346,87 + 69,07x_1 - 36,45x_2 - 23,58x_1x_3 - 28,75x_1x_2x_3. \end{aligned} \quad (4)$$

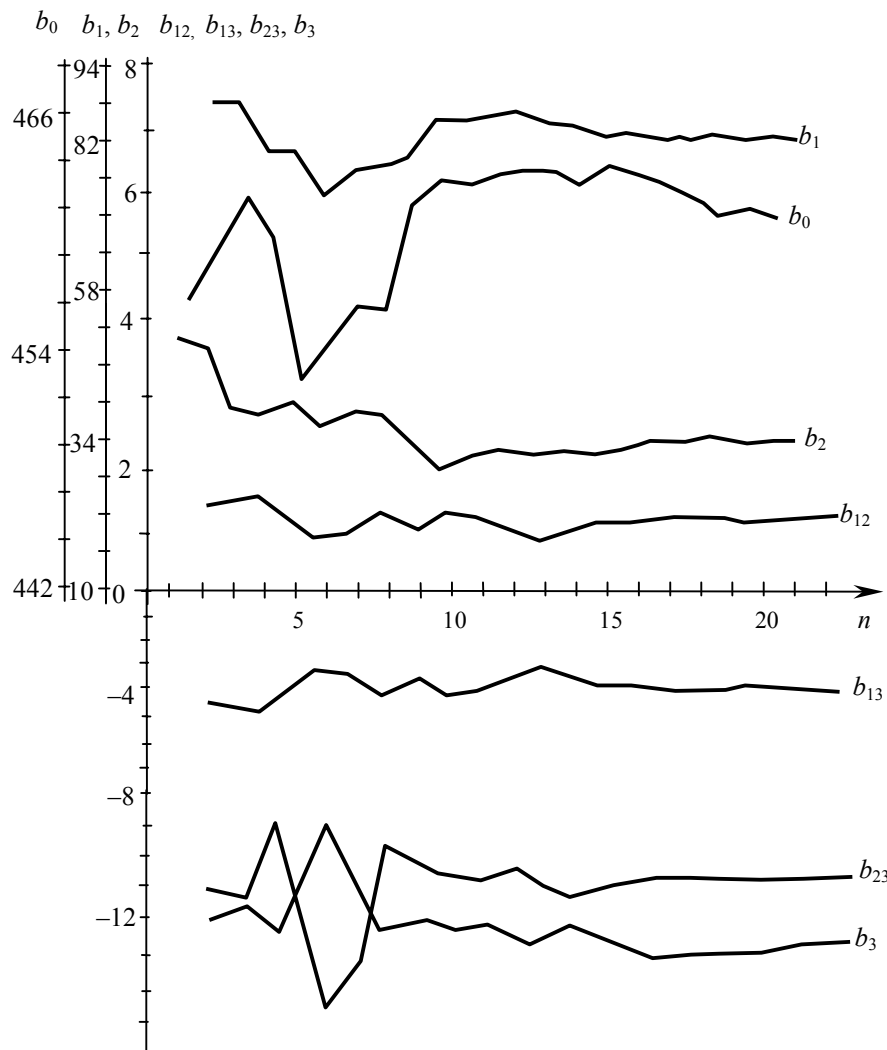
Разбросы параметров образцов генератора импульсов в пределах  $\Pi_{\text{в}}$ — $\Pi_{\text{н}}$  возникают вследствие влияния неварьируемых в процессе исследования внутренних параметров комплектующих (полупроводниковых приборов, конденсаторов, резисторов и др.). Модели позволяют определить допустимые границы для любых сочетаний уровней эксплуатационных воздействий.

Испытания серийных образцов проводятся в одной-двух точках плана, обычно наиболее близких к точке, в которой значение выходного параметра достигает экстремума. Значение выходного параметра, полученного в результате испытаний, сравниваются с рассчитанными по (4) допустимыми границами для данной точки плана. Если полученное значение не выходит за границы, узел классифицируется как годный, в противном случае требуется его повторное исследование и перенастройка. При необходимости можно с высокой точностью определить значения выходного параметра в остальных точках плана без проведения испытаний в этих точках. Пересчет осуществляется по соотношениям допустимых границ, что дает удовлетворительные результаты при условии репрезентативности выборки, по которой рассчитывались доверительные границы [5].

Для подтверждения работоспособности полученной модели и определения минимального объема выборки, достаточного при построении моделей допустимых границ для узлов данного типа и выбранных  $P$  и  $\gamma$ , были проведены исследования изменчивости коэффициентов регрессии в зависимости от объема выборки. На рисунке показаны зависимости коэффициентов регрессии модели  $\Pi_{\text{cp}}$  генератора импульсов от объема выборки, по данным которой оценены коэффициенты. Видно, что при  $P = 0,95$ ,  $\gamma = 0,95$  достаточно 13 образцов для построения модели, которую можно использовать для прогноза параметров серийных узлов. Значимые коэффициенты регрессии при выборках объема  $n > 13$  практически стабилизируются.

Аналогичным образом были получены математические модели для частоты и амплитуды импульсов исследуемого генератора (по результатам измерений соответствующих параметров в одних и тех же опытах ПФЭ). Для других узлов объем выборки, требуемый для

построения математических моделей, может быть иным, нежели в приведенном примере, но обычно гораздо меньшим, чем требуется для расчета допустимых границ при тех же  $P$  и  $\gamma$  в случае неизвестного распределения параметра в выборке [4].



Рассмотренная методика использования многофакторной модели, полученной по малой выборке, позволяет существенно сократить объем испытаний устройства на воздействие эксплуатационных факторов. Методика показала хорошие результаты при контроле параметров электромеханических и электронных узлов систем космических аппаратов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Барабашук В. И., Креденцер Б. П., Мирошниченко В. И. Планирование эксперимента в технике. Киев: Техника, 1984. 200 с.
2. Гаскаров Д. В., Шаповалов В. И. Малая выборка. М.: Статистика, 1978. 248 с.
3. Efron B. The Jackknife, the bootstrap and other resampling plans. SIAM Monograph 38. Society for Industrial and Applied Mathematics, 1982. 347 p.
4. Смирнов Н. В., Дунин-Барковский И. В. Курс теории вероятностей и математической статистики. М.: Наука, 1969. 511 с.
5. Ковель А. А., Покидько С. В. Определение допустимых границ параметров узлов РЭА при выборочном контроле // Производственно-технический опыт. 1987. № 9—10. С. 35—37.

Рекомендована университетом

Поступила в редакцию  
14.09.07 г.

---

---

# ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

---

---

УДК 62.50:681.2(045)

Н. Ю. БОЖЕНКОВА, О. С. ОСИПЦЕВА, А. В. УШАКОВ

*Санкт-Петербургский государственный университет  
информационных технологий, механики и оптики*

## ФАКТОР КАНАЛЬНОЙ СРЕДЫ В ЗАДАЧЕ СИНТЕЗА ЦИФРОВОГО ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНЫМ ОБЪЕКТОМ

Рассматриваются проблемы и предлагается алгоритм синтеза цифрового дистанционного управления с учетом фактора канальной среды на основе использования агрегированного интервала дискретности.

Агрегирование системы цифрового управления с канальной средой выявляет следующие проблемы (назовем их факторами канальной среды):

- необходимость использования динамической версии цифрового наблюдателя вектора состояния объекта управления (ОУ) даже в случае полной его измеримости, так как используемый двоичный канал связи (ДКС) является скалярным (последовательным);
- расширение размерности дискретной модели среды цифрового дистанционного управления (ЦДУ) за счет четырехфазного преобразования двоичных кодов типа параллельный — последовательный и наоборот;
- наличие помех в канале связи (КС), приводящее к использованию помехозащищенных кодов в режиме исправления.

Для организации цифрового дистанционного управления используется редуцированное дискретное модельное представление агрегированного ОУ „исходный технический объект — канальная среда со средствами помехозащиты“. Модельное представление формируется на основе агрегированного интервала дискретности  $\Delta t_A = 2(n_p + m)\Delta t$ , где  $\Delta t$  — длительность бита кода выбранного телемеханического канала передачи информации,  $n_p$ ,  $m$  — число информационных и проверочных разрядов соответственно. Задача учета факторов канальной среды при синтезе ЦДУ решается итеративно, причем на первой итерации учитываются первые два фактора, а на второй — последний фактор.

Модельное представление исходного цифрового объекта управления строится в форме последовательного соединения трех дискретных подсистем: первая подсистема модельно представляет собой процедуры кодовых преобразований в прямом канале связи (ПКС) в виде дискретной системы первого порядка, вторая — дискретное модельное описание исходного дистанционно управляемого технического объекта размерности  $n$ , третья — процедуры

кодовых преобразований в обратном канале связи (ОКС) в виде дискретной системы первого порядка.

Синтез ЦДУ на основе использования агрегированного интервала дискретности модельного представления системы „канальная среда—объект управления“ осуществляется с применением модального управления [1—3], формируемого с помощью алгоритма 1.

### Алгоритм 1.

1. Сформировать требования к показателям качества системы цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом в переходном и установившемся режимах.

2. Оценить разрядность  $n_p$  используемых устройств кодового преобразования и длительность  $\Delta t$  элементарного сигнала (бита) предоставленного телемеханического канала.

3. Сформировать агрегированный интервал дискретности  $\Delta t_A$  для ДКС в отсутствие помех:  $\Delta t_A = 2(\Delta t)n_p$ .

4. Ввести гипотезу о равенстве [1, 3—6] размерностей векторов состояния непрерывной модели технического объекта:  $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_{Oy}(t)$ ,  $x(0)$ ,  $y(t) = Cx(t)$  и его дискретного описания:

$$x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u_{Oy}(k); \quad x(0); \quad y(k) = \bar{C}x(k),$$

где  $k$  — дискретное время, выраженное в числе интервалов дискретности, длительностью  $\Delta t_A$ ; матрицы  $\bar{A}$ ,  $\bar{B}$ ,  $\bar{C}$  задаются соотношениями [1, 3]  $\bar{A} = \exp(A\Delta t_A)$ ;  $\bar{B} = (\bar{A} - I)A^{-1}B$ ,  $\bar{C} = C$  ( $I$  — единичная матрица); при этом в случае необратимости матрицы  $A$  вычисление члена  $(\bar{A} - I)A^{-1}$  осуществить в соответствии с равенством

$$(\bar{A} - I)A^{-1} = \Delta t_A \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{(i+1)!} A^i (\Delta t_A)^i$$

при конечном числе членов представления.

5. Построить модельное представление прямого и обратного каналов связи в виде дискретных систем первого порядка, осуществляющих задержку сигнала на один интервал агрегированной длительностью  $\Delta t_A$  в форме

$$x_{ПК}(k+1) = A_{ПК}x_{ПК}(k) + B_{ПК}u_{ПК}(k); \quad x(0); \quad y_{ПК}(k) = C_{ПК}x_{ПК}(k),$$

$$u_{Oy}(k) = y_{ПК}(k),$$

$$x_{OK}(k+1) = A_{OK}x_{OK}(k) + B_{OK}u_{OK}(k); \quad x(0); \quad y_{OK}(k) = C_{OK}x_{OK}(k),$$

где  $x_{ПК} \in R$ ,  $u_{ПК} \in R$ ,  $y_{ПК} \in R$ ,  $x_{OK} \in R$ ,  $u_{OK} \in R$ ,  $y_{OK} \in R$  — соответственно векторы состояния, управления и выхода в прямом и обратном каналах (индексы „ПК“, „ОК“) единичной размерности;  $A_{ПК} = A_{OK} = [0]$ ;  $B_{ПК} = B_{OK} = [1]$ ;  $C_{ПК} = C_{OK} = [1]$ .

6. Сформировать составленный из последовательного соединения ПКС, дискретного ОУ и ОКС расширенный дискретный объект управления с вектором состояния  $x_A = [x_{OK}^T; x_{DOy}^T; x_{ПК}^T]^T$  размерности  $n_A = n_{Oy} + 2$ , вектором регулируемого выхода  $y(k)$  технического объекта, вектором измеряемого выхода  $\hat{y}(k)$ , представляющим собой выход ОКС, и матрицами  $(A_A, B_A, C_A, \hat{C}_A)$ :

$$x_A(k+1) = A_A x_A(k) + B_A u_{ПК}(k); \quad x(0); \quad y(k) = C_A x_A(k); \quad (1)$$

$$\hat{y}(k) = \hat{C}_A x(k), \quad (2)$$

где

$$A_A = \begin{bmatrix} A_{\text{ОК}} & B_{\text{ОК}} \bar{C} & 0 \\ 0 & \bar{A} & \bar{B} C_{\text{ПК}} \\ 0 & 0 & A_{\text{ПК}} \end{bmatrix}; B_A = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ B_{\text{ПК}} \end{bmatrix}; C_A = [0 \quad \bar{C} \quad 0]; \hat{C}_A = [C_{\text{ОК}} \quad 0 \quad 0];$$

$$A_{\text{ПК}} = A_{\text{ОК}} = [0]; B_{\text{ПК}} = B_{\text{ОК}} = [1], C_{\text{ПК}} = C_{\text{ОК}} = [1].$$

7. Проверить выполнение условия  $t_{\text{п.п}} = 2n_A(\Delta t_A) \leq t_{\text{п.п}}$ , где  $t_{\text{п.п}}$  — требуемая по техническому заданию длительность переходного процесса; в случае выполнения неравенства перейти к п. 8, иначе — осуществить следующие действия:

1) перейти к п. 1 с целью согласования технического задания по снижению требований к значению  $t_{\text{п.п}}$ ;

2) перейти к п. 2 для замены одного телемеханического канала на другой с меньшей длительностью бита.

8. Сформировать закон управления в виде комбинации сигнала обратной связи по состоянию  $x_A$  с матрицей  $\bar{K}$  и сигнала прямой связи по задающему воздействию  $g(k)$  с матрицей  $\bar{K}_g$ :

$$u_{\text{ПК}}(k) = \bar{K}_g g(k) - \bar{K} x(k).$$

9. Для формирования матриц  $\bar{K}$  и  $\bar{K}_g$  выбрать непрерывную полиномиальную динамическую модальную модель, задаваемую наблюдаемой парой матриц  $\{\Gamma_A = \Gamma_A(\omega_0), H_A\}$ ,  $\dim H_A = \dim B_A^T$ , где характеристическая частота  $\omega_0$  должна удовлетворять условию  $\omega_0 \leq \pi(\Delta t_A)^{-1}$ .

10. Сформировать дискретную версию модальной модели с парой матриц  $(\bar{\Gamma}_A, \bar{H}_A)$ , где матрицу  $\bar{\Gamma}_A$  задать соотношением  $\bar{\Gamma}_A = \exp(\Gamma_A \Delta t_A)$ , а матрицу  $\bar{H}_A$  — вычислить в соответствии с решением матричных уравнений Сильвестра: для непрерывного случая  $M_A \Gamma_A - A_A M_A = -B_A H_A$  относительно матрицы  $M_A$ , для дискретного случая  $\bar{M}_A \bar{\Gamma}_A - \bar{A}_A \bar{M}_A = -\bar{B}_A \bar{H}_A$  при  $\bar{M}_A = M_A$  относительно матрицы  $\bar{H}_A$ . Найти матрицу  $\bar{K}$ , представленную соотношением

$$\bar{K} = \bar{H}_A (\bar{M}_A)^{-1}.$$

11. Сформировать матрицу  $\bar{K}_g$  прямых связей по  $g(k)$  из условия равенства регулируемого выхода и задающего воздействия в неподвижном состоянии:

$$\bar{K}_g = \arg \left\{ \bar{C}_A (zI - \bar{F}_A) \bar{B}_A \bar{K}_g \Big|_{z=1} = I \right\} = [\bar{C}_A (I - \bar{F}_A) \bar{B}_A]^{-1}$$

или

$$\bar{K}_g = [\bar{C}_A (I - \bar{M}_A \bar{\Gamma}_A \bar{M}_A^{-1})^{-1} \bar{B}_A]^{-1}.$$

12. Построить закон ЦДУ в предположении неизмеримости задающего воздействия  $g(k)$ :

$$u(k) = \bar{K}_g g(k) - \bar{K} x(k) = g(k) - \bar{K}_y \hat{y}(k) - \bar{K}_x x(k) \Big|_{\bar{K}_g = \bar{K}_y = \bar{K}_\varepsilon} = \bar{K}_\varepsilon \varepsilon(k) - \bar{K} x(k), \quad (3)$$

использующий сигнал ошибки  $\varepsilon(k) = g(k) - \hat{y}(k)$  по измеряемому выходу, где  $\bar{K}_\varepsilon = \bar{K}_g$ ,  $\bar{K}_x = \bar{K} - \bar{K}_\varepsilon \hat{C}_A$ .

13. Сформировать динамический наблюдатель (ДН) вектора состояния  $x_A(k)$  агрегированного дискретного объекта (1), (2) в виде

$$x_e(k+1) = \bar{F}_e x_e(k) + \bar{L}_e \hat{y}(k) + \bar{B}_e u(k),$$

где

$$\bar{F}_e = \arg\{\sigma\{\bar{F}_e\} \prec \sigma\{\bar{F}_A\} \& \sigma\{\bar{A}_A\} \cap \sigma\{\bar{F}_e\} = 0\};$$

$$\bar{L}_e = \arg\{\text{contr}(\bar{F}_e, \bar{L}_e)\},$$

здесь  $\prec$  — символ мажоризации, означающий, что моды матрицы состояния динамического наблюдателя локализованы на комплексной плоскости в круге с радиусом, меньшим радиуса круга локализации мод матрицы состояния дискретной системы;  $\bar{B}_e = \bar{T}_e \bar{B}_A$ , где  $\bar{T}_e$  вычисляется в п. 14.

**14.** Вычислить матрицу  $\bar{T}_e$  подобия вектора  $x_e(k)$  вектору  $x_A(k)$  с невязкой  $\bar{\Theta}_e(k)$

$$x_e(k) = \bar{T}_e x_A(k) - \bar{\Theta}_e(k)$$

из решения матричного уравнения Сильвестра

$$\bar{T}_e \bar{A}_A - \bar{F}_e \bar{T}_e = \bar{L}_e \bar{C}_e,$$

которое совместно с выражением (4) обеспечивает асимптотическую сходимость к нулю вектора невязки наблюдения  $\bar{\Theta}_e(k)$ :

$$\bar{\Theta}_e(k+1) = \bar{F}_e \bar{\Theta}_e(k); \quad \bar{\Theta}_e(0) = \bar{T}_e x(0) - x_e(0), \quad \bar{\Theta}_e(k) = (\bar{F}_e)^k \bar{\Theta}_e(0).$$

**15.** Сформировать динамическую версию закона управления (3), где матрицы  $\bar{N}$ ,  $\bar{D}$  вычисляются с помощью соотношения

$$[\bar{N}, \bar{D}] = \bar{K}_x \begin{bmatrix} \bar{C} \\ \bar{T}_e \end{bmatrix}^{-1}.$$

**16.** Проверить работоспособность синтезированной системы ЦДУ и оценить ее динамические свойства в модельной среде MatLab.

**Учет наличия помех среды** в двоичном канале связи при синтезе цифрового дистанционного управления непрерывным объектом осуществляется с помощью следующего алгоритма.

### Алгоритм 2.

**1.** Сформировать модель ДКС в виде вероятностей  $\{p_{01}, p_{10}\}$  искажения бита кода и осуществить его симметрирование [7, 8]:

$$p = \max\{p_{01}, p_{10}\}.$$

**2.** Задать допустимую вероятность ошибочного приема  $P_{\text{доп}}$  [7, 8].

**3.** Оценить кратность  $s$  исправляемой ошибки [7—9] на основе выполнения условия

$$s = \arg \left\{ P_{\text{доп}} \geq P_{\text{ош}} = \sum_{i=s+1}^n C_n^i p^i (1-p)^{n-i} \right\}.$$

**4.** Оценить число  $m$  проверочных разрядов помехозащищенного кода, исправляющего ошибки кратности  $s$ :

$$m = \arg \left\{ N_c = 2^m - 1 \geq N_{\text{ош}} = \sum_{i=1}^s C_{n_p+m}^i \right\},$$

где  $N_c$  — число синдромов ошибок,  $N_{\text{ош}}$  — число ошибок кратности от единицы до  $s$ .

**5.** Сформировать  $(\tilde{n}, n_p)$ -канонический формат [7—9] помехозащищенного кода, в котором  $\tilde{n} = n_p + m$  — полное число разрядов кода.



6. Если  $m \leq n_p$ , то влияние фактора избыточных разрядов на динамические свойства системы цифрового дистанционного управления оценить с помощью методов теории чувствительности [1, 3].

7. Если  $m \geq n_p$ , то модифицировать длительность агрегированного интервала дискретности в силу соотношения  $\Delta t_A = 2\tilde{n}\Delta t$ ; в соответствии с алгоритмом 1 модифицировать агрегированный дискретный ОУ и осуществить синтез закона ЦДУ.

8. Если помехи в ДКС не являются стационарными, так что вероятность  $p$  искажения бита есть интервальная величина с граничными значениями  $\{\underline{p}, \overline{p}\}$ , допускающая представление

$$[p] = [\underline{p} \quad \overline{p}] = p_0 + [\underline{\Delta p} \quad \overline{\Delta p}],$$

где  $p_0$  — медианное значение (при этом в составе телемеханического канала используется адаптивная аппаратура помехозащиты), то отобразить выражение (5) в интервальное представление агрегированного интервала дискретности и осуществить переход к интервальному модельному представлению агрегированного дискретного объекта.

9. Осуществить синтез цифрового дистанционного управления на основе интервальных цифровых векторно-матричных модельных представлений [1, 3] методами медианного модального управления с контролем оценки относительной интервальности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Никифоров В. О., Ушаков А. В. Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2002.
2. Осипцева О. С., Ушаков А. В. Синтез цифрового дистанционного управления с учетом фактора канальной среды в классе минимальных дискретных реализаций // Проблемы машиноведения и машиностроения: Межвуз. сб. СПб: СЗТУ, 2005. Вып. 34. С. 76—84.
3. Синтез дискретных регуляторов при помощи ЭВМ / В. В. Григорьев, В. Н. Дроздов, В. В. Лаврентьев, А. В. Ушаков. Л.: Машиностроение, 1983.
4. Изерман Р. Цифровые системы управления: Пер. с англ. М.: Мир, 1984.
5. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления: Пер. с англ. М.: Мир, 1977.
6. Ту Ю. Современная теория управления: Пер. с англ. М.: Машиностроение, 1971.
7. Мельников А. А., Ушаков А. В. Двоичные динамические системы дискретной автоматики / Под ред. А. В. Ушакова. СПб: СПбГУ ИТМО, 2005.
8. Тугевич В. Н. Телемеханика. М.: Высш. школа, 1985.
9. Ирвин Дж., Харль Д. Передача данных в сетях: инженерный подход: Пер. с англ. СПб: БХВ-Петербург, 2003.

Рекомендована кафедрой  
систем управления и информатики

Поступила в редакцию  
26.06.07 г.

М. Р. ГОНЧАРЕНКО, А. С. ИСАКОВ

Санкт-Петербургский государственный университет  
информационных технологий, механики и оптики

## СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ КОНДИЦИОНЕРОМ ЭЛЕКТРОСЕТИ

Рассматривается активный кондиционер силовой сети, предназначенный для компенсации гармонических составляющих тока от тяговых подстанций.

**Постановка задачи.** Гармонические составляющие тока, обусловленные нелинейными нагрузками, зачастую создают серьезные проблемы в силовых сетях, что приводит к дополнительным потерям мощности в трансформаторах, линиях передачи, происходит ускоренное старение изоляции электрических машин, кабелей, нарушается работа измерительных систем, систем автоматики и телемеханики. Иногда становится крайне затруднительным использование конденсаторных батарей, предназначенных для повышения коэффициента мощности. Это становится особенно заметным, когда тяговые подстанции с выпрямителями и электроприводы эскалаторных станций имеют один силовой ввод.

Одним из возможных решений указанной проблемы является использование активных кондиционеров силовой сети, построенных на основе векторных систем управления и автономных инверторов напряжения с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией на базе IGBT-модулей, в дальнейшем „активный кондиционер“ (также используется термин „активный фильтр тока“ [1, 2]). Такие кондиционеры могут функционировать как самостоятельно, так и в составе четырехквadrантных электроприводов. При разработке системы управления активным кондиционером силовой сети, предназначенным для компенсации гармонических составляющих тока и построенным на основе четырехквadrантного асинхронного электропривода эскалатора, были отмечены проблемы, часть из которых рассматривается в настоящей работе.

**Структура и принципы функционирования активного кондиционера силовой сети.** Активные кондиционеры подключаются к силовой сети параллельно нелинейной нагрузке (рис. 1), они генерируют в сеть гармонические составляющие тока ( $\sum i_n$ ), равные по амплитуде и противоположные по знаку гармоническим составляющим тока от нелинейной нагрузки, и „исправляют“ ток сетевого питания ( $i_1$ ) [1].

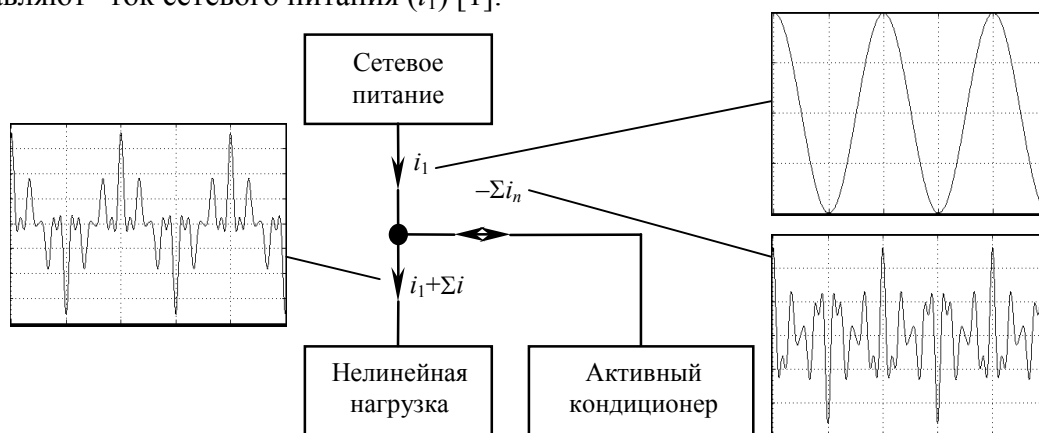


Рис. 1

Активные кондиционеры представляют собой трехфазные автономные инверторы напряжения со звеном постоянного тока, отделенные от сети LC-фильтром (рис. 2, здесь ДН — датчик напряжения, ДТ — датчик тока). Система управления строится по принципу подчиненного

регулирования во вращающейся системе координат, привязанной к обобщенному вектору напряжения силовой сети. Внешний контур системы управления регулирует напряжение в звене постоянного тока, внутренний — активную и реактивную составляющие тока. Несущая частота широтно-импульсной модуляции в современных системах с IGBT-модулями может быть выбрана 8—12 кГц и более. В результате токовый контур способен компенсировать гармонические составляющие тока весьма высоких порядков (выше двадцатой гармоники).

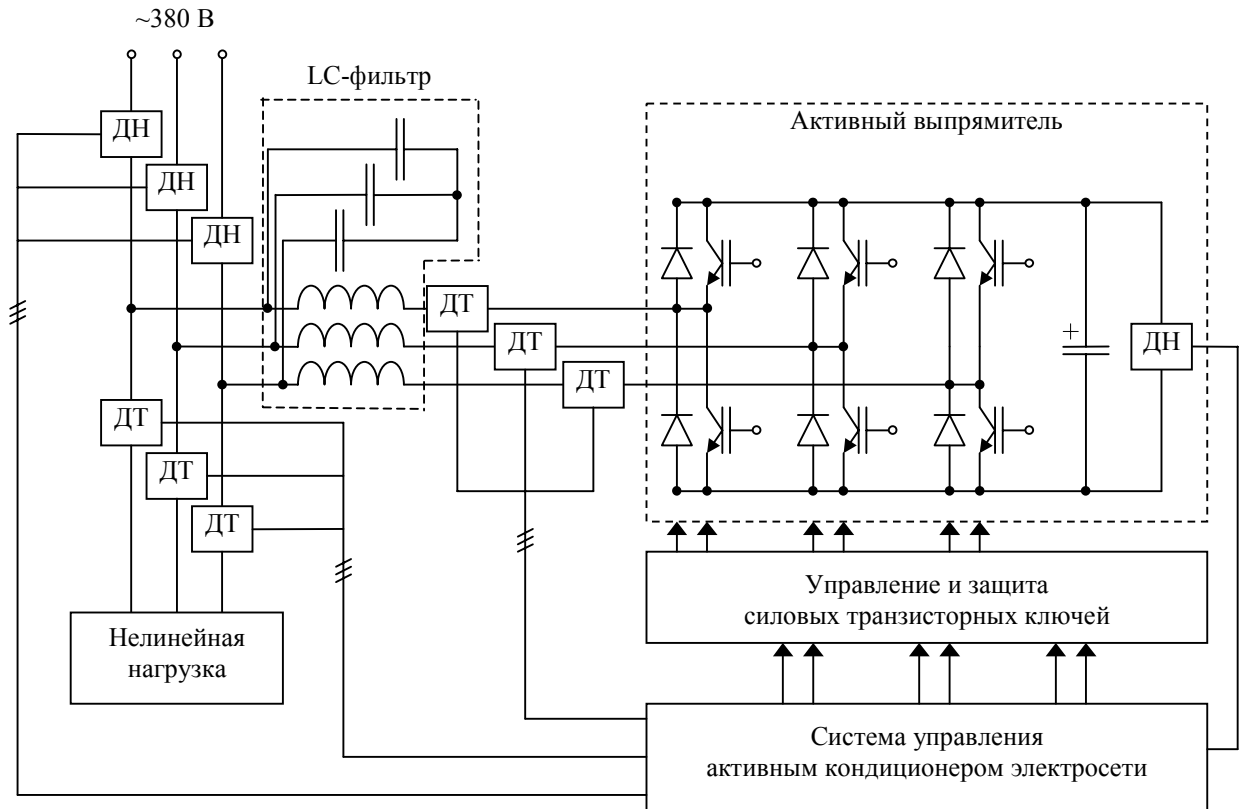


Рис. 2

Напряжение в звене постоянного тока может быть выбрано в пределах, ограниченных снизу амплитудным значением выпрямленного напряжения силовой сети, а сверху — предельно допустимым напряжением IGBT-модулей и конденсаторов фильтра в звене постоянного тока (на практике это составляет от 600 до 800 В).

LC-фильтр преобразует импульсное напряжение на выходе инвертора в непрерывный ток в силовой сети. Конденсаторы относительно небольшой емкости на выходе фильтра позволяют свести к минимуму пульсации от высших гармонических составляющих выходного сигнала инвертора, связанных с активно-индуктивным характером импеданса соединительных проводов и силовых вводов. Это позволяет пренебречь влиянием высших гармоник напряжения при составлении математической модели. Тогда в отсутствие межфазных магнитных связей в реакторе фильтра можно записать уравнения в относительных величинах для электромагнитных процессов в системе „силовой инвертор—силовой фильтр—силовая сеть“ во вращающейся системе координат, ось  $x$  которой связана с обобщенным вектором фазового напряжения сети  $U$  (аргумент  $t$  опущен для упрощения записи, все величины являются относительными, базовые величины такие же, как и для асинхронной машины [3]):

$$\left. \begin{aligned} u_x &= (r_1 + X_L p) i_x - \alpha' X_L i_y + U, \\ u_y &= (r_1 + X_L p) i_y + \alpha' X_L i_x, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $u_x, u_y$  — проекции на ось  $x$  и  $y$  обобщенного среднего за период несущей широтно-импульсной модуляции вектора напряжения на выходе инвертора рекуперации;  $i_x, i_y$  — проекции на ось  $x$  и  $y$  обобщенного вектора тока;  $U$  — проекция на ось  $x$  обобщенного вектора фазного напряжения;  $X_L$  — индуктивное сопротивление LC-фильтра;  $r_1$  — суммарное активное сопротивление LC-фильтра и силовой сети;  $p$  — оператор дифференцирования по относительному времени;  $\alpha'$  — частота вращения системы координат.

Система уравнений (1) справедлива для случая, когда период несущей широтно-импульсной модуляции значительно меньше постоянной времени  $X_L/r_1$  [3].

В случае наличия межфазных магнитных связей в реакторе система уравнений (1) преобразуется к виду

$$\left. \begin{aligned} u_x &= (r_1 + (X_L - X_m)p)i_x - \alpha'(X_L - X_m)i_y + U, \\ u_y &= (r_1 + (X_L - X_m)p)i_y + \alpha'(X_L - X_m)i_x, \\ u_z &= (r_1 + (X_L + 2X_m)p)i_z, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $u_z, i_z$  — напряжение и ток, учитывающие нулевую последовательность,  $X_m$  — взаимная индуктивность обмоток реактора, принята одинаковой для всех обмоток.

Уравнение для напряжения на конденсаторе фильтра в звене постоянного тока можно записать в виде

$$X_C p U_d = 1,5(u_x i_x + u_y i_y + 2u_z i_z) / U_d + i_d, \quad (3)$$

где  $U_d$  — напряжение в звене постоянного тока;  $i_d$  — ток в цепи питания инвертора электропривода;  $X_C$  — емкостное сопротивление конденсатора в звене постоянного тока. Коэффициент „2“ перед произведением тока и напряжения нулевой последовательности обеспечивает баланс мощности между звеном постоянного тока и трехфазной силовой сетью. Подставив в уравнения (3) выражения для проекций напряжения, получим

$$0,5X_C p U_d^2 = 1,5\left((r_1 + 0,5X'p)(i_x^2 + i_y^2) + U i_x + 2(r_1 + 0,5X_z p)i_z^2\right) + U_d i_d; \quad (4)$$

$$X' = (X_L - X_m), \quad X_z = (X_L + 2X_m).$$

Уравнения (1)—(3) позволяют синтезировать регуляторы тока во вращающейся системе координат и напряжения в звене постоянного тока для активного кондиционера силовой сети.

Для того чтобы определить структуру системы управления во вращающейся системе координат, рассмотрим отклик преобразователя координат на сложный входной сигнал, описывающий симметричный режим трехфазной цепи, когда ток в каждой фазе несинусоидален, но одинаков по форме и сдвинут в фазах один относительно другого на  $2\pi/3$ . Его можно представить в виде ряда Фурье для симметричных трехфазных составляющих. Тогда в векторной форме выражение для абсолютных значений тока в трехфазной сети можно записать в виде

$$i = i_p + i_n + i_0, \quad (5)$$

где  $i_p, i_n, i_0$  — токи соответственно прямой, обратной и нулевой последовательности [4]. Выражения для этих составляющих можно представить в виде

$$i_{p,k} = \begin{bmatrix} I_A \cos(k\omega t + \varphi) \\ I_B \cos(k\omega t + \varphi - 2\pi/3) \\ I_C \cos(k\omega t + \varphi + 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где  $k = 3m + 1$ ,  $m$  — любое целое число, т.е. ( $k=1,4,7,10,13,16,19, \dots$ ),

$$i_{n,k} = \begin{bmatrix} I_A \cos(k\omega t + \varphi) \\ I_B \cos(k\omega t + \varphi + 2\pi/3) \\ I_C \cos(k\omega t + \varphi - 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где  $k = 3m - 1$

$$i_{0,k} = \begin{bmatrix} I_A \cos(k\omega t + \varphi) \\ I_B \cos(k\omega t + \varphi) \\ I_C \cos(k\omega t + \varphi) \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где  $k = 3m$ .

Подставляя соответствующие значения угла  $\varphi$ , можно записать выражения для синусоидальных и косинусоидальных составляющих. В приведенных выражениях амплитуды токов одинаковы:  $I_A = I_B = I_C = I$ .

После преобразований из неподвижной системы координат во вращающуюся с помощью матрицы преобразования

$$G = 2/3 \begin{bmatrix} \cos(\alpha t) & \cos(\alpha t - 2\pi/3) & \cos(\alpha t + 2\pi/3) \\ -\sin(\alpha t) & -\sin(\alpha t - 2\pi/3) & -\sin(\alpha t + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

для  $\alpha = \omega$  получим следующие соотношения:

— для токов прямой последовательности во вращающейся системе координат

$$i_{pxy,k} = \begin{bmatrix} I \cos((k\omega - \omega)t + \varphi) \\ I \sin((k\omega - \omega)t + \varphi) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

— для токов обратной последовательности во вращающейся системе координат

$$i_{nxy,k} = \begin{bmatrix} I \cos((k\omega + \omega)t + \varphi) \\ -I \sin((k\omega + \omega)t + \varphi) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

— для токов нулевой последовательности во вращающейся системе координат

$$i_{z,k} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I \cos(\omega t + \varphi) \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Из выражений (10), (11) следует, что во вращающейся системе координат частоты гармонических составляющих токов прямой последовательности уменьшаются на значение частоты вращения системы координат, а токов обратной последовательности — увеличиваются на это значение. Гармонические составляющие токов нулевой последовательности не изменяются по частоте и перемещаются на ось  $z$  (см. (12)).

В симметричном режиме в спектре фазовых токов отсутствуют четные и кратные трем гармонические составляющие токов, т.е. во вращающейся системе координат остаются только постоянные составляющие токов и четные гармонические составляющие токов, амплитуда которых является суммой амплитуд расположенных рядом гармоник прямой и обратной

последовательностей токов, например, 5-й и 7-й — как результат 6-я гармоника. Для большинства практических приложений основными гармоническими составляющими во вращающейся системе координат являются 6-я, 14-я и 18-я.

Исходя из рис. 1 и полученных выражений можно создать систему управления для активного кондиционера сети, функциональная схема которой показана на рис. 3 (здесь БРУП — блок расчета угла поворота системы координат, ПК — преобразователь координат, ФНЧ — фильтр низких частот, РН — регулятор напряжения, РТ — регулятор тока, АИН — IGBT автономный инвертор напряжения, ШИМ — широтно-импульсный модулятор,  $U_{set}$  — уставка напряжения в звене постоянного тока, И — инвертор).

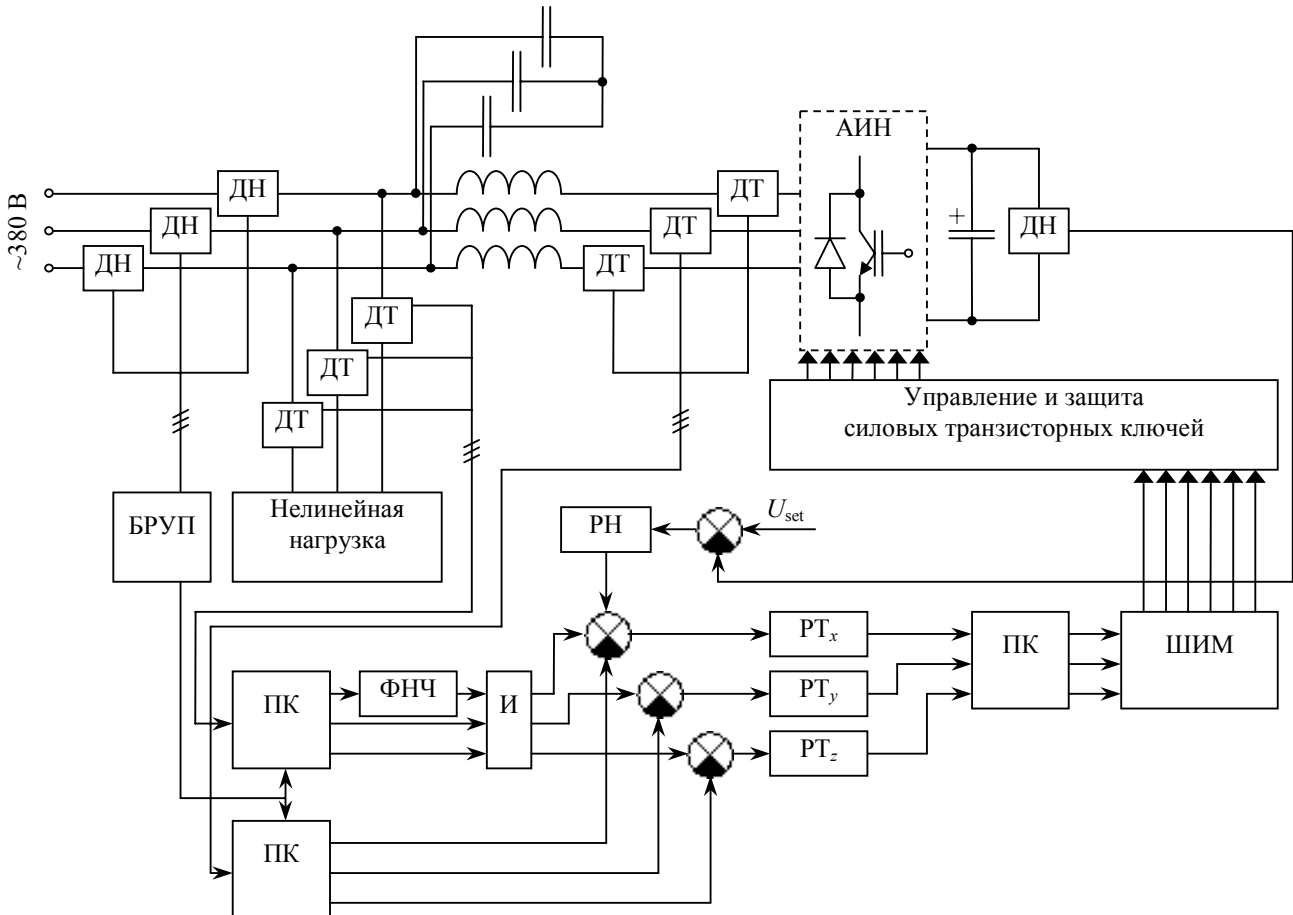


Рис. 3

Для того чтобы не перегружать автономный инвертор по основной гармонической составляющей тока, необходимо в регуляторе активной составляющей тока (ось  $x$ ) предусмотреть в контуре обратной связи по току нелинейной нагрузки фильтр низких частот, позволяющий отсечь медленно изменяющуюся (постоянную) составляющую тока, соответствующую первой гармонике. По оси реактивной составляющей тока (ось  $y$ ) постоянная составляющая тока соответствует вредному реактивному току, и фильтровать его не следует.

В научно-исследовательском секторе управляемого электропривода НИИ Точной Механики был создан и прошел лабораторные испытания опытный образец активного кондиционера силовой сети, состоящий из IGBT-инвертора мощностью 200 кВА с системой управления, построенной на основе микропроцессора TMS320. Результаты экспериментов по генерированию компенсирующих реактивных токов емкостного и индуктивного характеров отражены на осциллограммах рис. 4, а и 4, б соответственно ( $u_a$  и  $i_a$  — фазовые напряжения и ток). В настоящее время готовятся испытания приведенной выше системы управления для компенсации гармонических составляющих тока от выпрямителя мощностью 150 кВт.

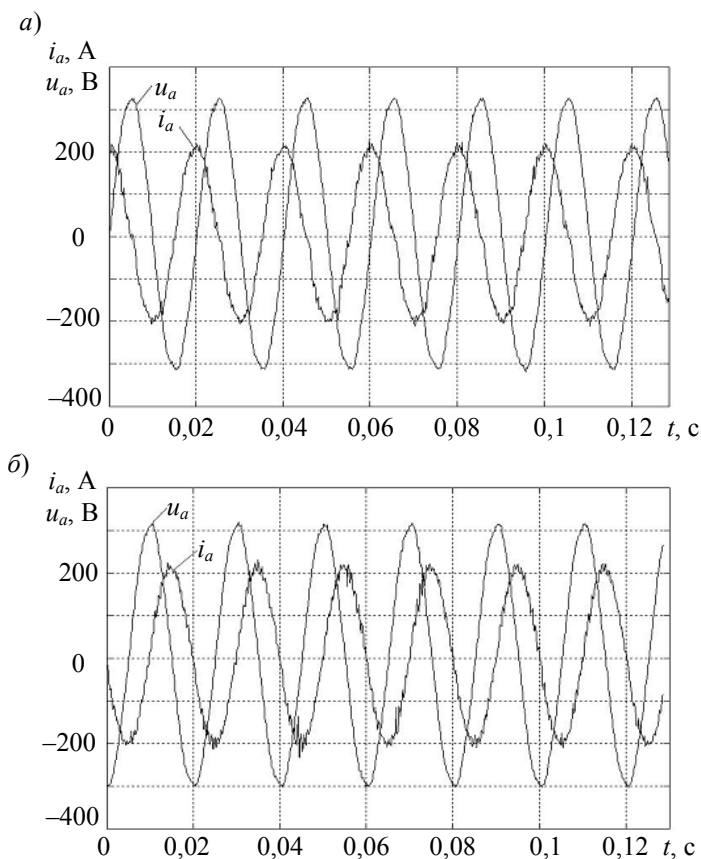


Рис. 4

Анализ процессов, протекающих в трехфазной электрической сети и уравнений, математическая модель, описывающая процессы в системе „силовой инвертор—силовой фильтр—силовая сеть“, позволили разработать структуру системы управления активным кондиционером и настройку ее регуляторов. Полученная система управления позволяет минимизировать уровень гармонических искажений, вызываемых нелинейной нагрузкой, и компенсировать реактивные составляющие токов в силовой сети.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Tuomainen M.* Compensation of harmonic currents and reactive power with Shunt Active Filters. EN-TH06-11/2004. 9 p.
2. *Зиновьев Г. С.* Основы силовой электроники. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. Ч. 2. 197 с.
3. *Гончаренко М. Р.* Электромагнитные процессы в силовой цепи быстродействующего асинхронного электропривода. Автореф. канд. дис. Л.: ЛИТМО, 1989. 17 с.
4. *Нейман Л. Р., Калантаров П. Л.* Теоретические основы электротехники. Ч. 2. Л.: Госэнергоиздат, 1959. 444 с.

Рекомендована кафедрой  
систем управления и информатики

Поступила в редакцию  
14. 11. 07 г.

В. А. ГОНЧАРЕНКО

*Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского  
Санкт-Петербург*

## **МОДЕЛИ АДАПТИВНОГО ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАГРУЗКИ В КЛАСТЕРНЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ**

Рассматриваются различные модели и алгоритмы функционирования кластерных вычислительных систем с адаптивным перераспределением рабочей нагрузки. Определены характеристики двухканальной системы с присоединением заданий к кратчайшей очереди и переходом между очередями.

Актуальной проблемой организации обработки информации в критически важных объектах информационной и телекоммуникационной инфраструктуры является обеспечение устойчивости функционирования вычислительных систем (ВС). Существующие подходы сводятся к выбору элементной базы с высокими показателями надежности и стойкости к внешним воздействиям либо к применению различных архитектурных решений.

Одним из архитектурных способов повышения устойчивости функционирования ВС является кластерное построение систем с адаптивной организацией обслуживания вычислительной нагрузки. Адаптивные кластерные ВС могут использоваться для повышения отказоустойчивости за счет дублирования вычислений, для обеспечения высокопроизводительных параллельных вычислений либо для обеспечения перераспределения нагрузки между элементами кластера.

Рассмотрим модели перераспределения вычислительной нагрузки в кластерной ВС. Распределение задач между отдельными ЭВМ осуществляется аппаратным или программным диспетчером (коммутационным процессором). Каждая ЭВМ имеет необходимые средства для организации очереди заданий. Диспетчер имеет либо централизованную, либо распределенную архитектуру.

Данные модели могут использовать детерминированные, стохастические и адаптивные алгоритмы диспетчеризации. Детерминированные алгоритмы позволяют распределять задачи либо по заранее определенным ЭВМ, либо в заданном порядке их следования. Стохастические алгоритмы случайным образом распределяют задачи между различными ЭВМ с заданной вероятностью.

Адаптивные алгоритмы диспетчеризации, в отличие от детерминированных и стохастических, обладают рядом преимуществ [1], но для их реализации необходима дополнительная оперативная информация. Диспетчер распределяет очередное поступившее задание исходя из оперативной динамически изменяющейся информации, например, сведений о длине очередей на обслуживание [2, 3], о соотношении производительностей, об исправности ЭВМ. В случае сбоя или отказа ЭВМ ее производительность будем считать равной нулю.



Множество вариантов адаптивных алгоритмов диспетчеризации формируется из следующих условий работы диспетчера [4].

1. Диспетчер направляет задание на ЭВМ с наименьшей длиной очереди или (при наличии дополнительной информации) — на ЭВМ с наименьшей задержкой (соотношением длины очереди к производительности ЭВМ).

2. При равенстве длин очередей (задержек) диспетчер направляет задание:
- на ЭВМ, установленную для каждого потока заданий;
  - на любую ЭВМ с равной вероятностью;
  - на ЭВМ, следующую за ЭВМ, последней получившей или обслужившей задание;
  - на ЭВМ с наибольшей производительностью;
  - на любую ЭВМ с вероятностью, пропорциональной ее производительности.

3. При равенстве производительности ЭВМ диспетчер направляет задание:

- на установленную для каждого потока заданий ЭВМ;
- на любую ЭВМ с равной вероятностью;
- на ЭВМ, следующую за ЭВМ, последней получившей или обслужившей задание.

4. Обслужив очередное задание диспетчер при разнице между самой короткой  $L_j$  и самыми длинными  $L_i$  очередями более чем на  $\Delta L = L_i - L_j$  (порог чувствительности):

- перераспределяет в самую короткую очередь последнее задание ближайшей из самых длинных предшествующих очередей;
- перераспределяет в самую короткую очередь последнее задание любой из самых длинных очередей;
- больше не перераспределяет задания из самых длинных очередей.

Модель массового обслуживания с диспетчеризацией, состоящая из диспетчера заданий  $m$  узлов обслуживания с интенсивностью  $\mu_j$ , и  $m$  входящих потоков к диспетчеру с интенсивностью  $\lambda_i$ , представлена на рис. 1. Назовем данную модель *системой с присоединением к кратчайшей очереди и переходами между очередями* (ПКО/ПМО).

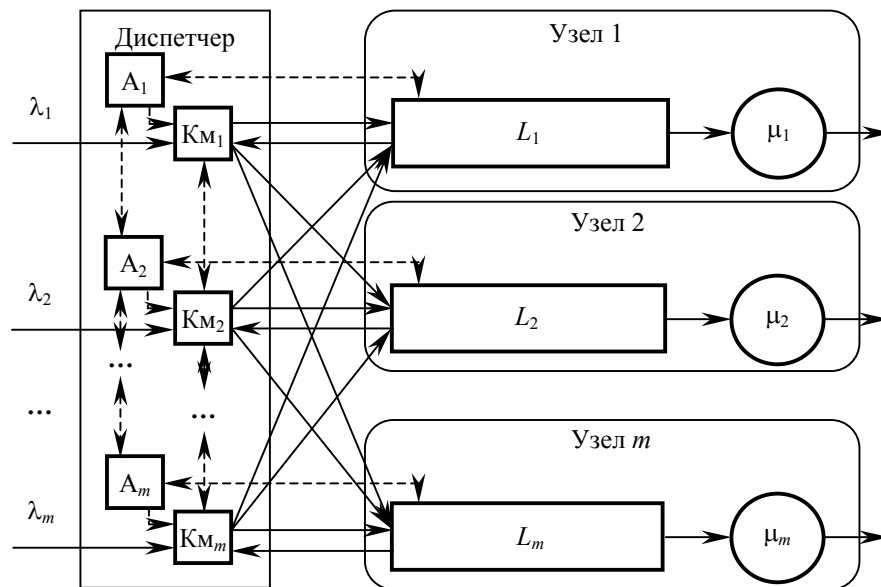


Рис. 1

Диспетчер включает анализаторы очередей ( $A_i$ ) и коммутаторы ( $КМ_i$ ). Информация о соотношении длин очередей  $\Delta L$  используется для распределения очередного задания. Суммарный

входной поток заданий  $\sum_{i=1}^m \lambda_i$  будет распределяться таким образом, чтобы наилучшим образом загрузить все ЭВМ, так как любое задание, поступившее в систему, будет присоединяться к наиболее короткой очереди. Если одинаково коротких несколько, поступающее задание направляется в ЭВМ с большей производительностью  $\mu_i$ , при равенстве или неизвестном соотношении  $\mu_i$  — в ЭВМ с тем же номером. Для уменьшения разницы длин очередей, возникающей в процессе ожидания обслуживания из-за случайного характера процесса обслуживания используется механизм перехода заданий между очередями. В простейшем случае переход осуществляется при  $|\Delta L| > 1$ .

Структурная схема и принцип работы двухканальной системы ПКО/ПМО ( $m = 2$ ) с ограниченной емкостью буферов очереди  $K_i - 1, i = 1, 2$  рассмотрены в [3]. Представим алгоритм функционирования данной системы [4].

*Шаг 1.* Постоянный мониторинг соотношения длин очередей  $L_1$  и  $L_2$  к ЭВМ. Сигналы  $\Delta L$  и  $L_i = K - 1$  поступают с анализаторов на коммутаторы диспетчера.

*Шаг 2.* При отсутствии переполнения очередей поступающие в систему задания в зависимости от соотношения длин очередей направляются на обслуживание:

- а) в очередь первой ЭВМ, если  $\Delta L < 0$ ;
- б) в очередь второй ЭВМ, если  $\Delta L > 0$ ;
- в) в очередь с тем же номером, если  $\Delta L = 0$ .

*Шаг 3.* В случае переполнения одной из очередей (сигнал  $L_i = K - 1$ )  $K_{m_i}$  закрывает доступ заданиям к соответствующему каналу и передает их в соседний канал.

*Шаг 4.* При переполнении обеих очередей ( $L_1 = L_2 = K - 1, \Delta L = 0$ ) поступление заявок в систему прекращается до освобождения мест в очередях. Поступающие заявки удаляются из системы.

*Шаг 5.* По мере обслуживания заданий в обслуживаемых устройствах изменяется соотношение длин очередей  $\Delta L$ . При  $|\Delta L| > 1$  формируется сигнал перехода последнего задания из более длинной очереди в конец более короткой. По завершении пересылки задания производится корректировка  $\Delta L$ .

Найдем основные вероятностно-временные характеристики данной системы. Пусть входные потоки являются пуассоновскими с параметрами  $\lambda_i$  и функциями распределения  $A_i(t) = 1 - e^{-\lambda_i t}, i = 1, 2$ . Каждый узел состоит из накопителя очереди и обслуживающего устройства общей емкостью  $K_i = K$ . Распределение времени обслуживания в узле экспоненциальное с параметром  $\mu_i$ :  $B_i(x) = 1 - e^{-\mu_i x}, i = 1, 2$ . Без потери общности решения примем дополнительное допущение — время на диспетчеризацию считается величиной меньшего порядка малости в сравнении со временем обслуживания задания.

Построим стохастический граф переходов системы с присоединением к кратчайшей очереди и переходами между очередями (рис. 2). Состояния характеризуют количество заявок в каждой ЭВМ. Каждой стрелке поставлена в соответствие интенсивность переходов. При этом количество заданий в каждой из ЭВМ не отличается друг от друга больше чем на единицу, что соответствует алгоритму диспетчеризации. Обозначим через  $P_{ii}, P_{i,i+1}, P_{i+1,i}$  стационарные вероятности состояния системы.

В соответствии с законом сохранения вероятностей состояний в стационарном режиме средние частоты переходов через разрез графа в противоположных направлениях равны. В результате вертикального и кругового сечений состояний графа получим систему линейных уравнений:

$$\left. \begin{aligned}
 (\lambda_1 + \lambda_2) p_{00} &= \mu_1 p_{10} + \mu_2 p_{01}, \\
 (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_2) p_{01} &= \lambda_2 p_{00} + \mu_1 p_{11}, \\
 (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1) p_{10} &= \lambda_1 p_{00} + \mu_2 p_{11}, \\
 (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + \mu_2) p_{11} &= (\lambda_1 + \lambda_2)(p_{01} + p_{10}) + (\mu_1 + \mu_2)(p_{12} + p_{21}), \\
 (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + \mu_2) p_{12} &= \lambda_2 p_{11} + \mu_1 p_{22}, \\
 (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + \mu_2) p_{21} &= \lambda_1 p_{11} + \mu_2 p_{22}, \\
 \dots \\
 (\mu_1 + \mu_2) p_{KK} &= (\lambda_1 + \lambda_2)(p_{K,K-1} + p_{K-1,K}).
 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

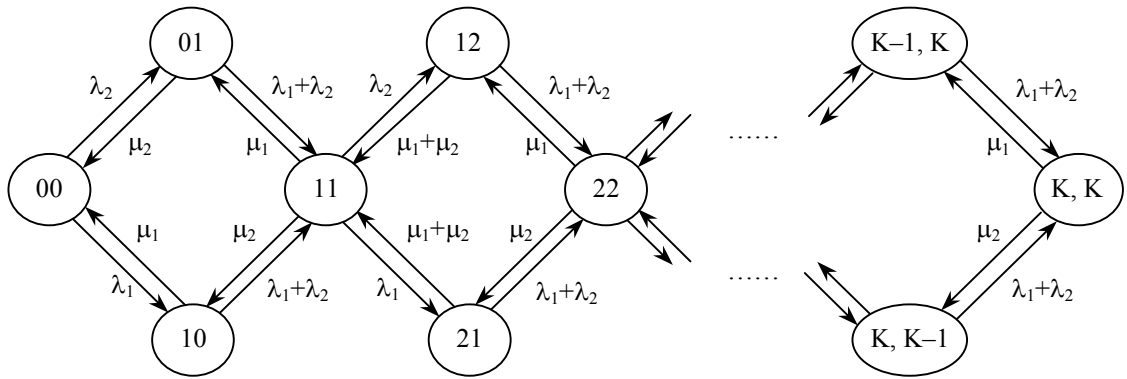


Рис. 2

В результате решения системы уравнений (1) при  $\rho = \lambda/\mu$ ,  $\lambda = \lambda_1 + \lambda_2$ ,  $\mu = \mu_1 + \mu_2$  получим

$$\left. \begin{aligned}
 p_{01} &= p_{00} \frac{\rho(\lambda_1 + \lambda_2) + \lambda_2}{(2\rho + 1)\mu_2}, \\
 p_{10} &= p_{00} \frac{\rho(\lambda_1 + \lambda_2) + \lambda_1}{(2\rho + 1)\mu_1}, \\
 \dots \\
 p_{ii} &= \rho^{2i-1}(p_{10} + p_{01}), \quad i = 1 \dots K, \\
 p_{i,i+1} &= \rho^{2i-1}(p_{10} + p_{01}) \frac{\rho^2 \mu_1 + \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + \mu_2}, \\
 p_{i+1,i} &= \rho^{2i-1}(p_{10} + p_{01}) \frac{\rho^2 \mu_2 + \lambda_1}{\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + \mu_2}, \\
 \dots \\
 p_{KK} &= \rho^{2K-1}(p_{10} + p_{01}).
 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Примем  $\lambda_1 = r\lambda$ ,  $\mu_1 = s\mu$ .

Исходя из этого и условий  $p_{ij} + p_{ji} = p_{i+j}$ ,  $p_{ii} = p_{2i}$  приведем систему (2) к следующему виду:

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= p_0 \frac{\rho^2 + \rho(r + s - 2rs)}{(2\rho + 1)(s - s^2)}, \\ p_2 &= \rho p_1, \\ \dots \\ p_i &= \rho^{i-1} p_1, \\ \dots \\ p_{2K} &= \rho^{2K-1} p_1. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Из (3) и условия нормировки (сумма всех вероятностей состояний равна единице) найдем вероятность свободного состояния системы:

$$p_0 = \left[ 1 + \frac{1 - \rho^{2K}}{1 - \rho} \frac{\rho(\rho + r + s - 2rs)}{(1 + 2\rho)(s - s^2)} \right]^{-1}.$$

При равной производительности ЭВМ формула для  $p_0$  полностью совпадает с аналогичной формулой для двухканальной системы  $M/M/2/K$  (в символике Кендалла [5]):

$$p_0 = \frac{1 - \rho}{1 + \rho - 2\rho^{2K+1}}.$$

Среднее время пребывания заданий  $g_{\text{ср}}$  в рассматриваемой системе

$$g_{\text{ср}} = p_0 \frac{(\rho + r - 2rs + s)}{\mu(1 + 2\rho)(s + s^2)} \left[ \frac{1 - \rho^{2K}}{(1 - \rho)^2} - \frac{2K\rho^{2K}}{1 - \rho} \right].$$

Выведем формулы для вероятностей переходов из второй очереди в первую ( $p'_{\Pi}$ ) и из первой во вторую ( $p''_{\Pi}$ ) между очередями после присоединения к кратчайшей очереди:

$$p'_{\Pi} = (p_{12} + p_{23} + \dots + p_{K-1,K}) \frac{\mu_1}{\mu} = h(\rho s + 1 - r)s,$$

$$\text{где } h = p_0 \rho^3 \frac{(\rho + r + s - 2rs)(1 - \rho^{2K-2})}{(s - s^2)(1 + 2\rho)(1 + \rho)(1 - \rho^2)};$$

$$p''_{\Pi} = (p_{21} + p_{32} + \dots + p_{K,K-1}) \frac{\mu_2}{\mu} = h(\rho(1 - s) + r)(1 - s).$$

Суммарная вероятность переходов заданий между очередями  $p_{\Pi}$  представляет собой долю всех заданий, осуществляющих переход из очереди в очередь после распределения диспетчером, и характеризует степень сбалансированности очередей.

$$p_{\Pi} = p'_{\Pi} + p''_{\Pi} = h(\rho + r + s - 2rs - 2\rho s(1 - s)).$$

На рис. 3 и 4 приведены графики зависимости  $p_0$  от  $s$  и  $p_{\Pi}$  от  $s$  при  $K \rightarrow \infty$ , различных значениях  $r$  (1 — 0,1; 2 — 0,3; 3 — 0,5; 4 — 0,7; 5 — 0,9) и коэффициенте загрузки  $\rho = 0,5$ . Как видно из графиков,  $p_0 \rightarrow \max$  и  $p_{\Pi} \rightarrow \min$  не при равных производительностях ( $s \neq 0,5$ ). Вместе с тем при существенном изменении соотношения производительностей (при деградации производительности или отказе одной из ЭВМ)  $p_0$  па-

дает до нуля, а  $p_{\Pi}$  возрастает, и тем значительней, чем больше дисбаланс между коэффициентами  $r$  и  $s$ .

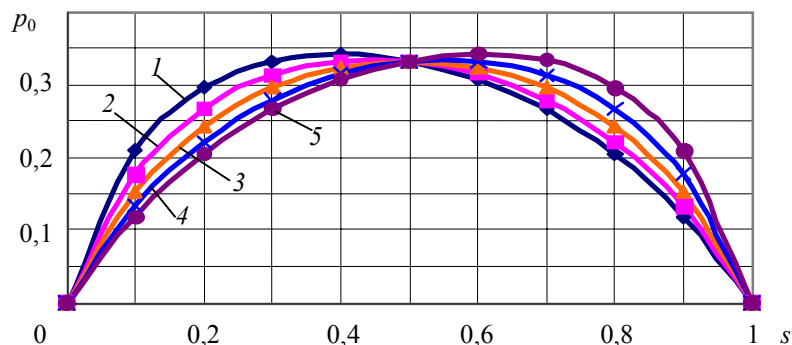


Рис. 3

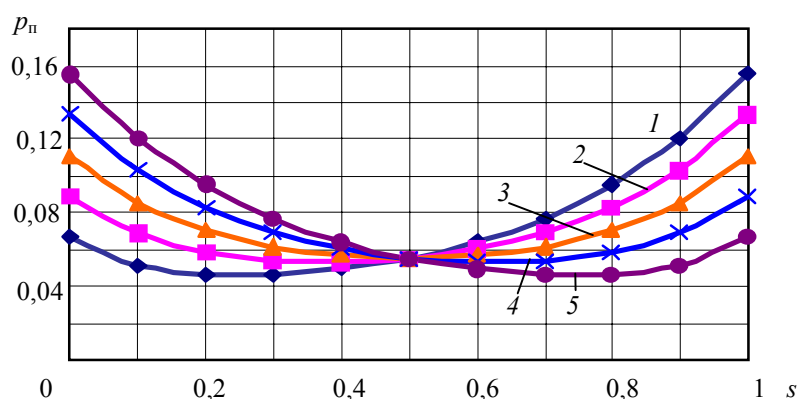


Рис. 4

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Донианц В. Н., Удалова Т. В. Перераспределение вычислительной нагрузки в локальных сетях ЭВМ // Управление процессами и ресурсами в распределенных системах. М.: Наука. 1989. С. 57—64.
2. Горцев А. М. Двухканальная система массового обслуживания с переходом требований из одной очереди в другую // Автоматика и телемеханика. 1981. № 6. С. 189—192.
3. А. с. СССР № 1509928, МКИ. G 06 F, 15/20. Устройство для моделирования двухканальной системы массового обслуживания / В. А. Гончаренко, Г. В. Филимоныхин // Открытия. Изобретения. 1989. № 35. С. 232—233.
4. Гончаренко В. А. Анализ адаптивных алгоритмов диспетчеризации заданий в кластерах информационно-вычислительных сетей // Сборник алгоритмов и программ типовых задач. Вып. 24 / Под ред. И. А. Кудряшова. М.: МО РФ, 2006. С. 222—233.
5. Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. М.: Машиностроение, 1979. 432 с.

Рекомендована кафедрой  
электронной вычислительной техники

Поступила в редакцию  
02.07.07 г.

А. К. МАНКЕВИЧ

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского  
Санкт-Петербург

## МЕТОДИКА ОЦЕНИВАНИЯ РИСКА В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

Предложена методика оценивания риска в процессе управления рисками, позволяющего обеспечить требуемое качество состояния распределенной вычислительной системы.

**Введение.** В настоящее время информационные технологии внедряются во все сферы человеческой деятельности. Одним из этапов научно-технического прогресса является широкое использование распределенных вычислительных систем (РВС) для решения большого числа вычислительных задач [1].

На качественное функционирование РВС могут влиять различные угрозы. Оперирова огромными объемами информации, РВС находится во внешней среде, следовательно, качество состояния (далее — состояние) РВС во многом зависит от степени ее защищенности.

Считая, что система в начале эксплуатации находится в требуемом состоянии, и допуская, что в процессе эксплуатации на состояние системы могут влиять угрозы, вполне обоснованно будет предположить, что оценивать его можно опосредованно через эффективность системы защиты информации (СиЗИ) [2]. Показатель эффективности СиЗИ — уровень защищенности информации [3].

Своевременное выполнение функциональных задач РВС зависит от ее полезной производительности, на которую при эксплуатации системы влияет СиЗИ, частично расходуя вычислительные ресурсы, что, в конечном итоге, влияет на состояние РВС.

Таким образом, показателями состояния системы являются уровни защищенности информации и производительности системы.

Поскольку угрозы вносят в систему фактор неопределенности, то невозможно абсолютно точно предсказать ее состояние. Управление рисками позволяет принять наиболее приемлемое в этих условиях решение. Основным этапом управления рисками является оценивание риска, по его результатам принимаются решения, позволяющие предотвратить переход системы в состояние, не удовлетворяющее требуемому.

Существующие методики оценивания риска, учитывающие состояние РВС, используют качественные методы. В настоящей статье рассматривается количественная методика оценивания риска, позволяющая обеспечить требуемое состояние распределенной вычислительной системы.

**Событийный характер угроз.** Существует множество определений риска, мы под *риском* будем понимать потенциальную возможность неблагоприятного события, заключающегося в отрицательном изменении состояния системы. Риск связан с событиями — причинами, неблагоприятные события могут наступить или не наступить.

Далее под событием подразумевается только неблагоприятное.

**О п р е д е л е н и е 1.** *Событие* — возможное воздействие на систему [5]

— при его реализации происходит отрицательное изменение состояния системы;

— в один и тот же момент времени может произойти только одно событие;

— факт его появления можно распознать.

Событие характеризуется вероятностью его появления и тяжестью последствий.

О п р е д е л е н и е 2. Множество событий образует *алфавит событий*

$$W = \{w_1, w_2, \dots, w_g, \dots, w_G\},$$

где  $G$  — количество событий в алфавите.

О п р е д е л е н и е 3. Временная последовательность событий образует *угрозу*

$$E_d^l = \{w_g^t\}; t = 1, \dots, l, \dots, T,$$

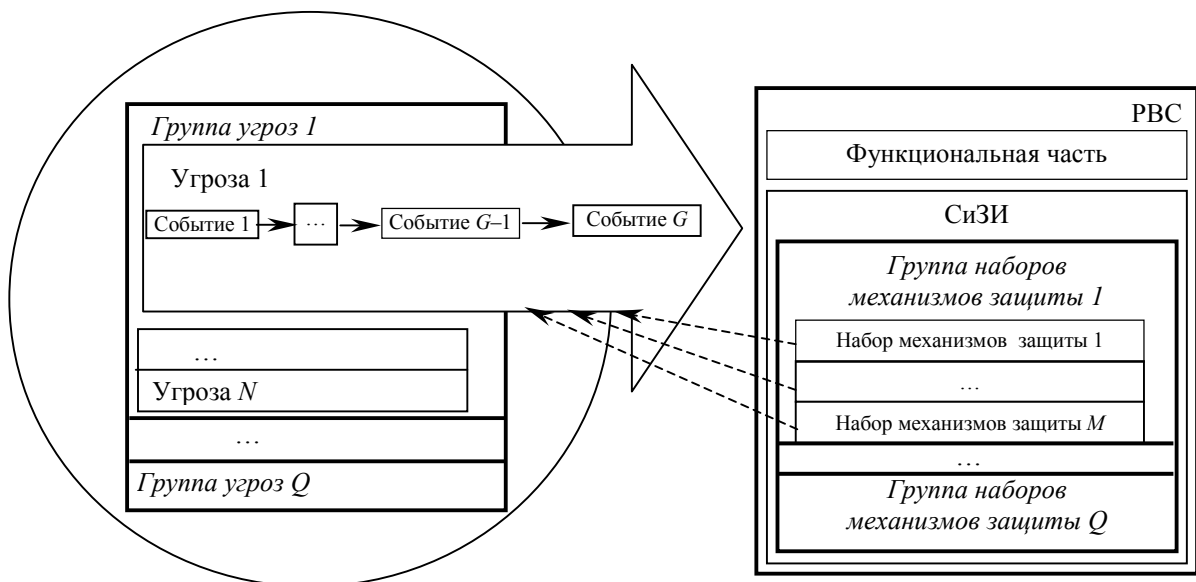
где  $d$  — номер угрозы ( $d = 1, \dots, D$ ),  $t$  — номер „шага“ („шаг“ соответствует моменту появления события).

Для любой РВС можно выявить конечный набор угроз, можно выделить группы угроз в зависимости от информационных составляющих системы, на которые они направлены.

Системы защиты информации противодействуют реализации угроз, они характеризуются коротким этапом эксплуатации и быстрым устареванием. При проектировании для увеличения срока эксплуатации СиЗИ и повышения возможности ее постоянного обновления необходимо сочетать методы резервирования и динамического анализа [3], при этом, не останавливая процесса эксплуатации СиЗИ, можно заменять наборы механизмов защиты путем их включения/выключения или добавлять новые разработанные наборы механизмов защиты.

Каждая группа механизмов защиты предназначена для определенной группы угроз. Каждому набору механизмов защиты ставится в соответствие уровень защищенности информации, обеспечиваемый данным набором, производительности системы, необходимой для его функционирования, и вероятность „неотражения“ событий.

Зная текущее событие и правило порождения последовательности событий, можно выявить возможные угрозы, для которых определяется уровень защищенности информации, обеспечиваемый включенными наборами механизмов защиты. Схема отражения угроз наборами механизмов защиты представлена на рисунке.



О п р е д е л е н и е 4. *Рисковой* называется ситуация, при которой включенные наборы механизмов защиты не обеспечивают требуемого состояния системы [5].

Выявляются все рискованные ситуации, для которых показатели состояния системы не удовлетворяют требуемым. Администратор безопасности, проанализировав их, принимает решение о необходимости замены наборов механизмов защиты, разработке новых наборов механизмов защиты или новой СиЗИ и т.д., тем самым снижая риск и приводя состояние системы к требуемому.

Для определения соответствия состояния системы предъявляемым требованиям используется критерий пригодности.

**Схема процесса управления рисками.** Можно выделить следующие этапы процесса управления рисками [5].

1. Оценивание риска, включающее в себя идентификацию, анализ риска и выявление рискованных ситуаций.
2. Определение наборов механизмов защиты.
3. Реализация выбранных наборов механизмов защиты.
4. Оценка результатов воздействия и, в случае необходимости, замена набора механизмов защиты и повторное оценивание риска.

Оценивание риска является одним из основных этапов управления рисками, на базе его результатов принимаются необходимые решения для поддержания РВС в требуемом состоянии.

**Методика оценивания риска** включает пять этапов.

**1. Анализ РВС, т.е.**

- определение функциональных задач РВС;
- анализ информационных составляющих системы: операционных систем, серверов, рабочих станций, программного обеспечения, коммуникаций;
- определение класса безопасности;
- анализ требований безопасности информации РВС.

**2. Анализ уязвимостей и угроз РВС.** На данном этапе исходя из анализа информационных составляющих системы и определенных требований безопасности информации РВС выявляются уязвимости, далее определяются угрозы. Проводится анализ угроз, главной задачей которого является выделение групп угроз в зависимости от типа воздействия на информационные составляющие системы. После этого составляется алфавит событий и определяются правила порождения угроз, формируется пространство угроз. Далее для случая реализации каждого  $g$ -го события  $w_g$  из алфавита событий задается значение потери  $S(w_g)$  уровня защищенности информации и рассчитывается функция распределения вероятности появления событий  $q_n^{w_g}(t)$ .

Проведенный анализ подходов к оценке риска [4] показал, что:

- для расчета функции распределения вероятности появления событий необходимо использовать косвенный вероятностный метод объективного подхода к оценке рисков как наиболее достоверный из применимых в данном случае;
- для оценки потери уровня защищенности информации необходимо использовать косвенный количественный метод субъективного подхода к оценке рисков в связи с тем, что объективный подход неприменим в данном случае, а косвенный количественный метод является наиболее достоверным из применяемых методов.

Косвенный вероятностный метод объективного подхода к оценке рисков заключается в использовании статистических данных, по которым можно построить функцию распределения вероятности появления событий. Косвенный количественный метод субъективного подхода к оценке рисков состоит в том, что группа экспертов оценивает снижение уровня защищенности информации для каждого события.

**3. Анализ наборов механизмов защиты.** На данном этапе выделяются группы наборов механизмов защиты так, что каждая группа предназначена для защиты от определенной группы угроз. Затем каждому  $k$ -му набору механизмов защиты  $j$ -й группы ставятся в соответствие уровень защищенности информации  $Z_{jk}^0$ , обеспечиваемый данным набором, и производи-



тельности системы, необходимой для его работы. Затем рассчитывается функция распределения вероятности неотражения событий наборами механизмов защиты  $q_{H_j}^{w_g}(t)$ .

4. Задаются требуемые показатели состояния системы. На основании анализа РВС, анализа угроз и уязвимостей экспертами задаются требуемые значения показателей качества состояния системы.

5. Выявление рискованных ситуаций. Необходимо отметить, что защищенность информации определяют функционирующие наборы механизмы защиты. Причем если событие произошло ранее при функционирующих механизмах защиты, то повторная его реализация для тех же наборов не снижает уровня защищенности информации.

Пусть  $w_g^l$  — текущее событие,  $E_d^l$  — текущая угроза на момент  $l$ ,  $T$  — момент, для которого осуществляется оценивание риска. Тогда значение уровня защищенности информации в момент  $l$ , обеспечиваемое  $k$ -м набором  $j$ -й группы механизмов защиты для угрозы  $E_d^l$  вычисляется по следующей формуле:

$$Z_{jk}^l(w_g^l | E_d^l) = Z_{jk}^0 - \sum_{t=1}^l a_{jk}^t b_{jk}^t(w_g^t | E_d^t) S_j(w_g^t | E_d^t),$$

где  $k = 1, \dots, M$  — количество наборов  $j$ -й группы механизмов защиты;  $j = 1, \dots, Q$  — количество групп угроз;  $S_j(w_g^t | E_d^t)$  — потеря уровня защищенности при реализации события  $w_g^t$  в момент  $t$ ;  $a_{jk}^t = \{0, 1\}$  — показатель функционирования  $k$ -го набора  $j$ -й группы механизмов защиты в момент  $t$ ;  $b_{jk}^t(w_g^t | E_d^t) = \{0, 1\}$  — показатель предыдущей реализации события  $w_g^t$  при функционирующем  $k$ -м наборе  $j$ -й группы механизмов защиты в момент  $t$ .

Затем выбирается первый возможный сценарий  $E_d^T$  в момент  $T$ .

Вычисляется уровень защищенности информации, обеспечиваемый  $j$ -й группой наборов механизмов защиты в момент  $T$  для сценария  $E_d^T$  по формуле

$$Z_j^T(w_g^T | E_d^T) = \frac{\sum_{k=1}^M a_{jk}^l Z_{jk}^l(w_g^l | E_d^l)}{\sum_{k=1}^M a_{jk}^l} - \sum_{t=l+1}^T a_{jk}^t b_{jk}^t(w_g^t | E_d^t) S_j(w_g^t | E_d^t) q_{H_j}^{w_g}(t) q_{H_j}^{w_g}(t).$$

После этого рассчитывается значение уровня защищенности информации в момент  $T$  для сценария  $E_d^T$  по формуле:

$$Z^T(w_g^T | E_d^T) = \sum_{j=1}^Q Z_j^T(w_g^T | E_d^T).$$

Показатель производительности системы, расходуемой СиЗИ в момент  $T$ , определяется выражением

$$O^T = \sum_{j=1}^Q \sum_{k=1}^M a_{jk}^T O_{jk}.$$

Исходя из определения рискованной ситуации проверяются полученные значения показателей качества состояния с требуемыми

$$\left. \begin{aligned} Z^T (w_g^T | E_d^T) &\leq Z_{\text{тр}}, \\ O^T &> O_{\text{тр}}, \end{aligned} \right\}$$

где  $O_{\text{тр}}$  — требуемая производительность системы, выделенная на функционирование механизмов защиты, при которой РВС может эффективно выполнять свои задачи.

Если хотя бы одно из неравенств данной системы верно, то сценарий  $E_d^T$  является рискованной ситуацией. Повторяется этап 5 для каждого возможного сценария в момент  $T$ .

В результате использования данной методики выявляются рискованные ситуации, наличие которых свидетельствует о необходимости принятия решения администратором безопасности о требуемой замене наборов механизмов защиты, разработке новой СиЗИ и т.д.

В настоящей статье рассмотрено оценивание риска как первая фаза процесса управления рисками в РВС. Приведенная методика позволяет оценивать возможное влияние угроз на качество состояния РВС и выявлять рискованные ситуации.

Угрозы представляются в виде последовательности событий, эффективность наборов механизмов защиты оценивается через уровень защищенности информации, используются количественные методы оценки риска. Таким образом, предложенная методика оценивания риска является более точной по сравнению с другими, использующими качественные методы оценки риска.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Ростовцев Ю. Г.* Основы построения автоматизированных систем сбора и обработки информации. СПб: ВИКИ, 1992. 517 с.
2. *Петухов Г. Б.* Основы теории эффективности целенаправленных процессов. Л.: МО СССР, 1989. 657 с.
3. *Щеглов А. Ю.* Защита компьютерной информации от несанкционированного доступа. СПб: Наука и Техника, 2004. 383 с.
4. *Манкевич А. К.* Анализ методов оценки информационных рисков в распределенных вычислительных системах // Сб. реф. деп. рукописей. Сер. Б. Вып. 75. М.: ЦНИИ МО РФ, 2006. 39 с.
5. *Симонов С. В.* Методология анализа рисков в информационных системах // Конфидент. 2001. № 1. С. 20—22.

Рекомендована кафедрой  
математического обеспечения

Поступила в редакцию  
31.05.07 г.

---

---

# ПРИБОРЫ ТОЧНОЙ МЕХАНИКИ

---

---

УДК 621.833

С. С. КИСЕЛЕВ

*Санкт-Петербургский государственный университет  
информационных технологий, механики и оптики*

## РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ДИСКРЕТНОСТИ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ЧИСЕЛ ЗУБЧАТЫХ ПЕРЕДАЧ ВНЕШНЕГО ЗАЦЕПЛЕНИЯ

Показана закономерность распределения дискретности передаточных чисел для всего диапазона чисел зубьев шестерни или колеса.

Более точного подбора передаточного числа для зубчатых передач внешнего зацепления можно достичь, варьируя числа зубьев шестерни или колеса. Для каждого вида зубчатой передачи внешнего зацепления (прямозубые, шевронные, винтовые, конические и т.д.) определены максимальные значения передаточных чисел  $U$  и числа зубьев шестерни  $Z_1$  и колеса  $Z_2$  ( $U = Z_2 / Z_1$ ). Они приведены в общей таблице передаточных чисел [см. лит.], в первой строке ( $i$ ) которой перечислены все возможные числа зубьев шестерни и колеса — в первом столбце ( $j$ ). Каждый элемент таблицы можно представить следующим образом:  $U_{ij} = Z_{2i} / Z_{1j}$  [Киселев С. С. Общая таблица передаточных чисел // Интернет-представительство специалистов передач зацеплением <<http://new.gears.ru/main.php?id=15&p=26&t=415>>]. Можно считать, что каждое передаточное число уникально, оно отстоит от соседнего на определенное значение  $\Delta$ , которое соответствует шагу дискретности передаточных чисел.

Так как передаточные числа представлены в виде таблицы (матрицы) [см. лит.], то можно говорить о соседних числах по строкам  $Z_{1i}$  и столбцам  $Z_{2j}$ . Соседние числа по столбцам означают, что рассматривается шаг дискретности передаточных чисел, стоящих в соседних строках одного столбца

$$\Delta_i = U_i - U_{i+1} = \frac{Z_{2j}}{Z_{1i}} - \frac{Z_{2j}}{Z_{1(i+1)}}. \quad (1)$$

Из формулы (1) видно, что  $Z_{2j} = \text{const}$ , а  $Z_{1i}$  — изменяется на единицу (второе слагаемое будет всегда меньше первого, и  $\Delta_j$  будет изменяться по линейному закону).

Например, если принять, что для цилиндрических передач  $Z_i \in [13, 130]$ , то для первых столбцов получим данные, представленные на рис. 1 ( $Z_i = 14$  (1), 15 (2), 16 (3) и 17 (4)), из которого видно, что зависимость является линейной, и максимальное значение шага дискретности  $\Delta_i = 0,714$  при значениях  $Z_{1\min} = 14$  и  $Z_{2\max} = 130$ . При одновременном увеличении числа зубьев шестерни и колеса значение шага дискретности по строкам уменьшается:

$$\Delta_j = |U_j - U_{j+1}| = \left| \frac{Z_{2j}}{Z_{1i}} - \frac{Z_{2(j+1)}}{Z_{1i}} \right| = \left| \frac{1}{Z_{1i}} \right|. \quad (2)$$

Из формулы (2) и рис. 2 видно, что значение  $\Delta j$  имеет нелинейную зависимость от числа зубьев шестерни.

Например, если принять  $Z_{1i} \in [13, 130]$ , то для последней строки  $Z_{2\max} = 130$  получим данные, представленные на рис. 2, откуда видно, что зависимость является обратной и максимальное значение шага дискретности  $\Delta j = 0,077$  при  $Z_{2\min} = 13$ , минимальное —  $\Delta j = 0,008$  при  $Z_{2\max} = 130$ . Кроме того, значения в столбцах являются одинаковыми (см. формулу (2)). Это означает, что при одновременном увеличении числа зубьев шестерни и колеса величина шага дискретности уменьшается.

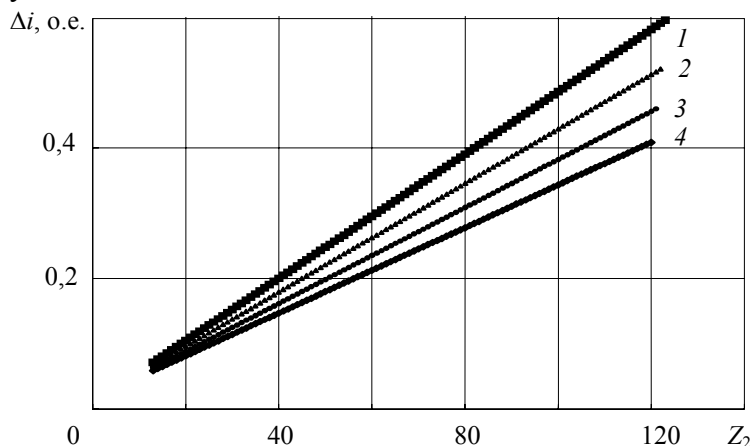


Рис. 1

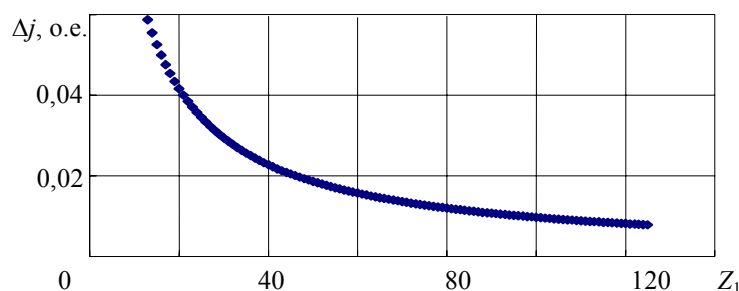


Рис. 2

1. Установлена закономерность распределения шага дискретности передаточных чисел по строкам (колесо) и столбцам (шестерня).

2. Для более точного подбора передаточного числа необходимо варьировать числа зубьев колеса для выбранного числа зубьев шестерни.

3. При больших числах зубьев шестерни и колеса точность подбора пар чисел зубьев возрастает.

#### ЛИТЕРАТУРА

Киселев С. С. Характер распределения межосевых расстояний зубчатых одноступенчатых передач // Изв. вузов. Приборостроение. 2007. Т. 50, № 12. С. 22—24.

Рекомендована кафедрой  
мехатроники

Поступила в редакцию  
28.09.07 г.

---

---

# ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

---

---

УДК 621.396:535.853

А. Б. АТНАШЕВ

*Балтийский государственный технический университет „Военмех“ им. Д. Ф. Устинова  
Санкт-Петербург*

## ТРАНСПОНИРОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА СИГНАЛА И ЕГО КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА

Рассматривается преобразование частотного спектра колебаний сигнала путем транспонирования частоты, позволяющее компенсировать доплеровский сдвиг, для последующей корреляционной обработки широкополосных сигналов в процессе обнаружения подвижных объектов и связи между ними.

Вследствие доплеровского сдвига частоты возникают затруднения в приеме и обработке широкополосных эхо- или связанных сигналов от подвижных объектов [1—4]. Это является серьезным препятствием при использовании наиболее эффективных сигналов с расширенной базой, в частности сигналов с частотной модуляцией или сигналов, формируемых на основе случайных процессов.

Предметом рассмотрения настоящей статьи является способ компенсации доплеровского сдвига частоты в системах локации и связи с широкополосным сигналом, обеспечивающий использование оптимальных методов обработки названных сигналов.

Указанный способ, как было показано в работе [5], основан на следующем. Упрощенные выражения для определения доплеровского сдвига частоты сигнала [3, 4], представленные в виде

$$\Delta f_d = k_c v / \lambda \text{ или } \Delta f_d = m v_r f_c / c,$$

где  $v$  — радиальная скорость относительного перемещения объекта;  $\lambda$  — длина волны исходного сигнала;  $f_c$  — частота исходного сигнала;  $c$  — скорость распространения излучения;  $m$  — коэффициент, равный 1 или 2 при расчетах параметров связанных и радиолокационных систем соответственно, позволяют получить формулу, задающую значение частоты сигнала с учетом доплеровского сдвига

$$f_d = k_d f_c, \tag{1}$$

где  $k_d$  — коэффициент преобразования частоты, обусловленный доплеровским сдвигом

$$k_d = 1 + mv/c.$$

Легко видеть, что  $k_d$  изменяется только при изменениях радиальной скорости относительно перемещения объекта  $v$  ( $c = \text{const}$ ,  $m = \text{const}$ ). Анализ процесса преобразования частотного спектра сигнала при доплеровском сдвиге частоты показывает, что названный процесс эквивалентен мультипликативному переносу спектра, осуществляемому путем транспонирования частоты сигнала [6]

$$f_d = k_{\text{тр}} f_c, \quad (2)$$

( $k_{\text{тр}}$  — коэффициент транспонирования частоты). В этом случае коэффициент  $k_d$  следует рассматривать как коэффициент транспонирования (мультипликативного переноса) частоты.

Очевидно, компенсировать доплеровский сдвиг частоты сигнала можно посредством преобразования спектра колебаний, имеющего также мультипликативный характер.

Необходимо отметить, что преобразование частоты сигнала путем гетеродинирования, осуществляемого за счет переноса частот всех гармоник сигнала на одно и то же значение, не приводит к изменению ширины спектральной полосы частот, как это показано, например, в [7].

Классический способ преобразования частотного спектра сигнала путем мультипликативного переноса [6, 8] предполагает запись и воспроизведение процесса с различными скоростями  $v_3$  и  $v_в$  соответственно, для чего может быть использован магнитофон, при этом  $k_{\text{тр}} = v_в/v_3$ . Для практических нужд это малоприменимый способ, в первую очередь из-за громоздкости аппаратуры и низкого быстродействия.

Более перспективным является способ транспонирования частоты, основанный на временной декорреляции исследуемого сигнала [6]. Подобный подход позволил реализовать алгоритм мультипликативного преобразования частотного спектра ( $k_{\text{тр}} \ll 1$ ) с сохранением исходной длительности преобразованного сигнала [9].

В [10] представлена схема, обеспечивающая реализацию упомянутого способа посредством временного смещения сигнала. Монотонное увеличение или уменьшение временного смещения дискретных значений выполняется путем записи значений оцифрованного сигнала с определенным периодом  $T_1$ , например, равным периоду дискретизации сигнала, и последующего чтения записи с периодом  $T_2 = T_1 \pm \Delta T$ . Знак „плюс“ берется, если требуется сжатие частотного спектра сигнала, „минус“ — если расширение. Величина сдвига значений сигнала задается в зависимости от значения  $k_{\text{тр}}$  и длительности интервала, на котором осуществляется указанный сдвиг.

Из соотношения  $T = 1/f_c$ , определяющего период колебаний, и выражения

$$\Delta T = -\Delta f_c / (f_c^2 + f_c \Delta f_c),$$

где  $\Delta T$ ,  $\Delta f_c$  — приращение соответствующих функций, следует

$$\Delta T/T = -\Delta f_c / (f_c + \Delta f_c). \quad (3)$$

Учитывая, согласно (2),  $k_{\text{тр}} = F/f_c$ , где  $F = 1/T$ ,

$$F = f_c + \Delta f_c$$

получим следующее выражение:

$$k_{\text{тр}} = \Delta f_c / f_c + 1. \quad (4)$$

Совместное решение уравнений (3) и (4) позволяет найти соотношение, связывающее величину сдвига  $\Delta T$  на соответствующем интервале  $T$  и коэффициент транспонирования частоты  $k_{\text{тр}}$

$$\Delta T/T = 1/k_{\text{тр}} - 1. \quad (5)$$

Безусловно, в некоторых пределах возможно пропорциональное увеличение значений  $\Delta T$ ,  $T$  в зависимости от возможностей средств реализации алгоритма. Например, при реализации алгоритма с помощью процессора разумно увеличить  $\Delta T$  до величины  $\Delta T'$ , равного или кратного периоду дискретизации сигнала в процессоре. Соответственно  $T$  необходимо увеличить до  $T_{\text{и}} = T (\Delta T'/\Delta T)$ . После подстановки принятых обозначений в выражение (5) последнее приобретает вид

$$\Delta T'/T_{\text{и}} = 1/k_{\text{тр}} - 1. \quad (6)$$

Приведенная формула, позволяющая при данном (например, равном периоду дискретизации сигнала) сдвиге значений сигнала  $\Delta T'$  рассчитать интервал  $T_{\text{и}}$  между точками смещения, при котором обеспечивается необходимое значение  $k_{\text{тр}}$ , и определяет алгоритм работы вычислителя.

Трудности, которые могут возникать при задании с необходимой точностью параметра  $T_{\text{и}}$  при одном и том же периоде дискретизации сигнала, как показало моделирование, вполне

преодолимы. Легко достигается достаточно большой диапазон изменения величины  $|1/k_{\text{тр}} - 1|$  от долей процента до десятков процентов в соответствии с длительностью преобразуемого сигнала и с учетом его стационарности. Вместе с тем алгоритм, приведенный в [10], позволяет преобразовать сигнал  $k_{\text{тр}}$  с минимальным шагом (дискретностью) 0,01 %. Этого, как правило, достаточно почти для всех практических приложений рассматриваемого способа.

Описанное преобразование, осуществляемое во временной области, соответствует изменению временного масштаба, что эквивалентно транспонированию частотного спектра в частотной области [6]. Расширению частотного спектра соответствует снижение длительности процесса по времени и наоборот.

На рис. 1 представлены временные графики исходного (а) и преобразованного (б) данным способом сигналов. Наблюдается уменьшение частоты каждой из составляющих преобразованного сигнала по сравнению с исходными, т.е. происходит сжатие спектра. Время колебательного процесса после преобразования, осуществляемого путем сжатия спектра, соответственно увеличивается.

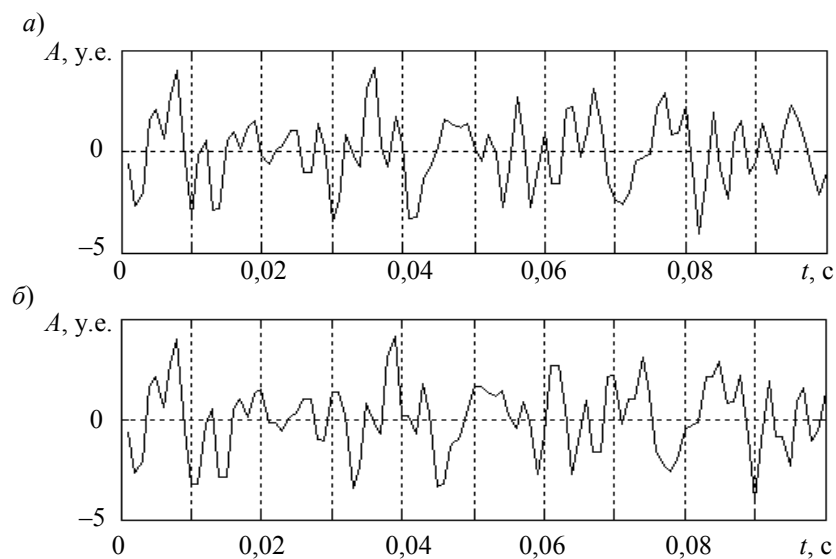


Рис. 1

Ниже рассматриваются зависимости, позволяющие определять значения коэффициента транспонирования частоты.

Для компенсации доплеровского сдвига частоты необходимо

$$k_{\text{тр}} = 1/k_{\text{д}}. \quad (7)$$

Для схем с оптимальной обработкой сигналов, осуществляемой путем вычисления взаимной корреляционной функции (ВКФ) принятого и записанного в памяти опорного сигнала, возможен также вариант преобразования названных компонентов, при котором изменяют частотный спектр опорного сигнала. В этом случае достаточно обеспечить следующее условие  $k_{\text{тр}} = k_{\text{д}}$ . Используя формулу (6), можно получить множество опорных сигналов, различающихся сдвигом частоты. Путем перебора названного множества с последующим вычислением ВКФ опорного и принятого сигналов по максимальному значению ВКФ определяют сигнал, спектр которого совпадает со спектром принятого сигнала. Далее по положению максимума ВКФ на временной оси определяют задержку принятого сигнала и, следовательно, расстояние до объекта.

Представленным на рис. 1 временным графикам сигналов соответствуют графики амплитудных частотных спектров, показанные на рис. 2. Значение крайней правой точки на горизонтальной оси графика определяет частоту Найквиста. Частота каждой из составляющих преобразованного сигнала изменяется в  $k_{\text{тр}}$  раз (в данном случае  $k_{\text{тр}} = 0,9$ ), что свидетельствует

о мультипликативном переносе спектра. Использование алгоритма преобразования, построенного на основе вычислительной схемы [10], обеспечивает подавление паразитных составляющих в спектре выходного сигнала до уровня  $-20$ — $-25$  дБ. При этом должно соблюдаться следующее условие:

$$f_d/f_{\max} \geq 4 \quad (f_d = 1/T').$$

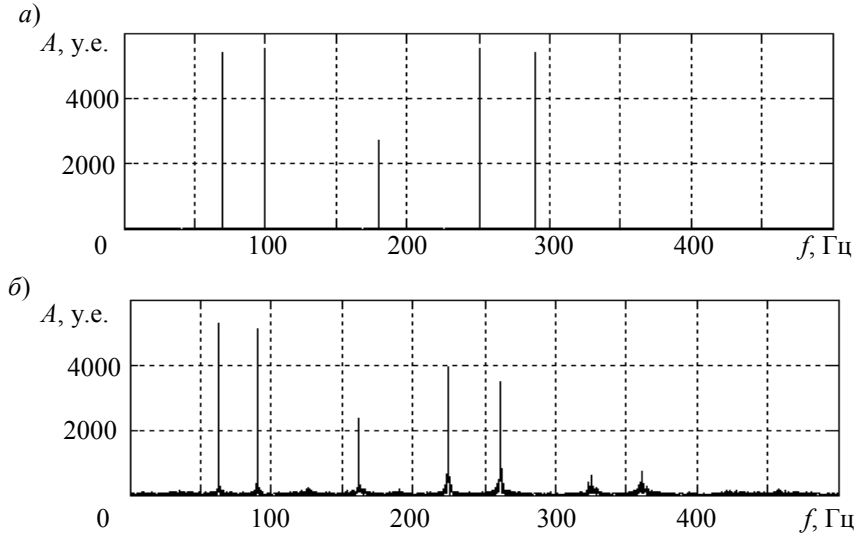


Рис. 2

Для опытной проверки способа был выбран вариант системы с линейно-частотно-модулированным сигналом, для которого сравнительно легко создать аналитическую модель с доплеровским сдвигом частоты. Формировался исходный сигнал, частота которого изменялась по линейному закону. Затем в соответствии с выражением (1) осуществлялся сдвиг частоты. Представленные на рис. 3 графики отражают изменение частоты исходного сигнала (1) и модели отраженного сигнала (2), имеющего положительный доплеровский сдвиг частоты.

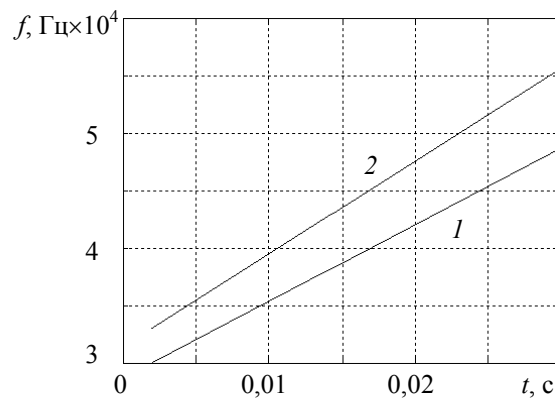


Рис. 3

Вычислялась ВКФ преобразованного (с добавлением шума) и опорного сигналов. При отсутствии компенсации доплеровского сдвига частоты, как это следует из рассмотрения графика на рис. 4, максимума не наблюдается. При компенсации указанного сдвига максимум ВКФ, согласно рис. 5, достаточно хорошо обнаруживается на фоне шума. По положению максимума ВКФ на временной оси определяют время задержки сигнала и соответственно расстояние до объекта.

Рассмотренный метод обработки сигналов возможно применять, в первую очередь, для систем со сравнительно большим отношением  $v/c$ , например, в гидроакустической локации и связи.

Таким образом, компенсация доплеровского сдвига частоты позволяет благодаря оптимальной обработке и использованию широкополосного сигнала получать информацию о ско-



рости объекта и расстояния до него путем анализа одного и того же эхо-сигнала, что существенно повышает селективность и помехоустойчивость системы обнаружения. Применение указанного способа в связном канале позволяет повысить его помехозащищенность.

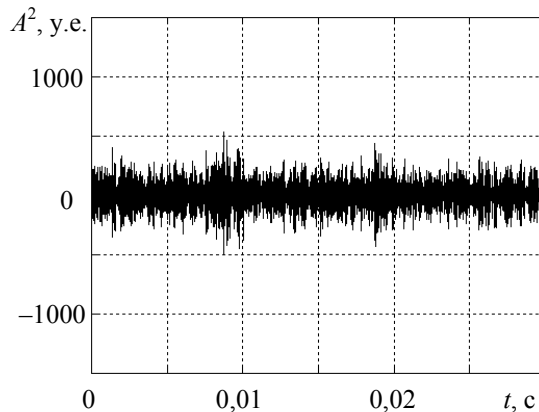


Рис. 4

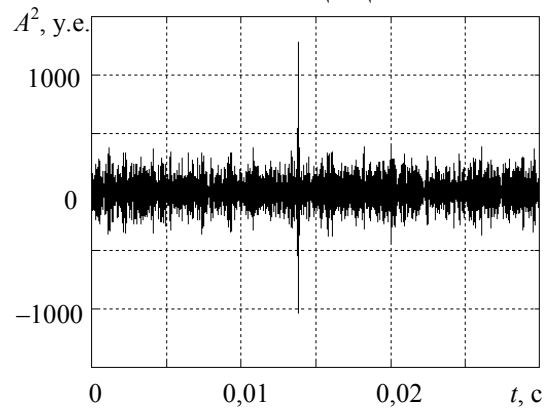


Рис. 5

Описанный способ компенсации доплеровского сдвига частоты может быть использован для преобразования частотного спектра сигналов любой структуры, в частности сигналов, представленных в виде отрезка случайного процесса. Универсальность предлагаемого метода преобразования подтверждается возможностью использования принципа монотонного сдвига последовательности для транспонирования частоты сигналов различной природы [11, 12], например, оптических колебаний.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов / *Р. В. Бакитъко, М. Б. Васильев, А. С. Виницкий* и др. Под ред. *А. С. Виницкого*. М.: Радио и связь, 1993. С. 68—71.
2. *Граве А. Н.* О передаче измерительной информации по гидроакустическому каналу с высокой скоростью // Проблемы и методы гидроакустических измерений. Сб. науч. тр. НПО „ВНИИФТРИ“. М., 2003. С. 80—86.
3. *Лезин Ю. С.* Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М.: Радио и связь, 1986. С. 34—35.
4. Радиолокационные устройства / *В. В. Васин, О. В. Власов, В. В. Григорин-Рябов* и др. Под ред. *В. В. Григорина-Рябова*. М.: Сов. радио, 1970. 680 с.
5. *Атнашев А. Б., Атнашев Д. А.* Компенсация доплеровского смещения частоты // Петербургский журнал электроники. 2005. № 2. С. 76—81.
6. Измерения в электронике: Справочник / *В. А. Кузнецов, В. А. Долгов, В. М. Коневских* и др. Под ред. *В. А. Кузнецова*. М.: Энергоатомиздат, 1987. С. 431—449.
7. *Сифоров В. И.* Радиоприемные устройства. М.: Воениздат, 1954. С. 237—240.
8. *Харкевич А. А.* Спектры и анализ. М.: Физматиздат, 1962. С. 205—207.
9. *Атнашев А. Б., Атнашев Д. А., Землянов А. Б.* Мультипликативная обработка сигналов // Изв. вузов. Приборостроение. 2001. Т. 44, № 2. С. 14—17.
10. Пат. 302077 РФ, МПК H04B. Способы обработки сигнала / *А. Б. Атнашев, В. Б. Атнашев, Д. А. Атнашев, П. В. Атнашев* // Б. И. 2007. № 18. 2 с.
11. *Атнашев А. Б., Атнашев Д. А., Атнашев П. В.* Мультипликативный метод в оптике // Петербургский журнал электроники. 2005. № 1. С. 88—94.
12. Пат. 2298771 РФ, МПК G01J 3/00. Способ исследований колебаний / *А. Б. Атнашев, В. Б. Атнашев, Д. А. Атнашев, П. В. Атнашев* // Б. И. 2007. № 13. 2 с.

Рекомендована университетом

Поступила в редакцию  
27.06.07 г.

---

---

# ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

---

---

УДК 535.211

В. И. ИВАНОВ, А. И. ЛИВАШВИЛИ, К. Н. ОКИШЕВ

*Дальневосточный государственный университет путей сообщения  
Хабаровск*

## ТЕРМОДИФФУЗИОННЫЙ МЕХАНИЗМ ИЗМЕНЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ПРОПУСКАНИЯ ДВУХКОМПОНЕНТНОЙ СРЕДЫ

Проанализирован термодиффузионный механизм просветления (поглощения) жидкофазной среды с поглощающими частицами под действием лазерного излучения. Экспериментально показана возможность использования метода самоиндуцированного просветления для определения термодиффузионной постоянной водной суспензии частиц углерода.

Известны нелинейно-оптические методы исследования термодиффузии (эффекта Соре) в жидких двухкомпонентных средах, основанные на определении параметров тепловой линзы [1, 2] или характеристик динамических голограмм [3, 4]. В обоих случаях оптическая нелинейность среды обусловлена термодиффузионным перераспределением концентрации компонент в неоднородном световом поле и соответствующим изменением показателя преломления среды.

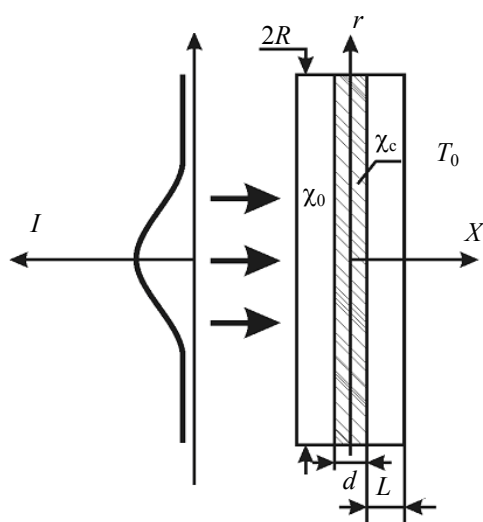


Рис. 1

Если коэффициенты поглощения компонент различны, изменение их концентрации приводит к изменению коэффициента поглощения среды (просветлению или потемнению), что может быть использовано для определения коэффициента термодиффузии.

Целью настоящей работы является теоретическое и экспериментальное исследование термодиффузионного механизма самоиндуцированного изменения поглощения (СИП) двухкомпонентной среды лазерным пучком.

Рассмотрим двухкомпонентную жидкофазную среду (ЖС), коэффициент поглощения которой  $\alpha$  целиком определяется одним компонентом с концентрацией  $C$  ( $\alpha = \beta C$ , где  $\beta = (\partial\alpha/\partial C) = \text{const}$ ). Пусть среда находится в тонкослойной кювете толщиной  $(d + 2L) \ll \omega$  (рис. 1). Для гауссова пучка распределение интенсивности падающего излучения в плоскости слоя представим следующим образом:

$$I = I_0 \exp(-r^2 / \omega^2),$$

где  $\omega$  — радиус пучка,  $r$  — расстояние от оси пучка.

Приведем систему балансных уравнений для концентрации  $C$  и теплового потока

$$c_p \rho \partial T / \partial t = -\operatorname{div} J_1 + \alpha I_0 \exp(-r^2 / \omega^2), \quad (1)$$

$$\partial C / \partial t = -\operatorname{div} J_2, \quad (2)$$

где  $c_p, \rho$  — удельные теплоемкость и плотность среды,  $T$  — температура ЖС,  $J_1$  и  $J_2$  — тепловой и концентрационный потоки соответственно:

$$J_1 = -D_{11} \operatorname{grad} T, \quad (3)$$

$$J_2 = -D_{21} \operatorname{grad} T - D_{22} \operatorname{grad} C, \quad (4)$$

где коэффициенты:  $D_{11}$  — теплопроводности среды,  $D_{22}$  — диффузии поглощающих частиц,  $D_{21}$  — термодиффузии.

В стационарном режиме, считая, что для малых значений толщины слоя ЖС  $d$  и окна кюветы  $L$  ( $d, L \ll \omega$ ) можно пренебречь радиальным (вдоль  $r$ ) тепловым потоком, получим из (1), (3) одномерную тепловую задачу:

$$D_{11} \partial^2 T / \partial x^2 + \alpha I_0 \exp(-r^2 / \omega^2) = 0. \quad (5)$$

Граничные условия соответствуют конвективному теплообмену на границе раздела окно кюветы—воздух:

$$J_2(\pm L) = \gamma(T_r - T_0), \quad (6)$$

где  $\gamma, T_0$  — соответственно коэффициент конвективного теплообмена и температура внешней среды,  $T_r = T(L + d/2)$ . Для температуры ЖС в центре кюветы из (5), (6) получим

$$T(0, r) = T_0 + \alpha d I_0 (L \chi_0^{-1} + \gamma^{-1} + d \chi_c^{-1} / 2) \exp(-r^2 / \omega^2), \quad (7)$$

где  $\chi_0, \chi_c$  — коэффициенты теплопроводности материала окон кюветы и двухкомпонентной среды соответственно. Для толщины слоя  $d \ll L$  можем пренебречь изменением температуры в слое среды по толщине кюветы и принять ее равной  $T(0)$ . В установившемся режиме  $(\partial T / \partial t) = (\partial C / \partial t) = 0$  из (2), (4) имеем для стационарного значения концентрации  $C_{st}$ :

$$-D_{21} \operatorname{grad} T - D_{22} \operatorname{grad} C_{st} = 0. \quad (8)$$

Проинтегрировав (8) с учетом сохранения числа частиц, получим

$$C_{st} = C_0 \{1 + \omega^2 R^{-2} \ln[1 + F I_0 \exp(-R^2 / \omega^2)]\}^{-1} (1 + F I_0 \exp(-r^2 / \omega^2))^{-1}, \quad (9)$$

где  $F = \beta d (L \chi_0^{-1} + \gamma^{-1} + d \chi_c^{-1} / 2) D_{21} D_{22}^{-1}$ ,  $C_0$  — начальная концентрация частиц,  $R$  — радиус цилиндрической кюветы.

Полученные выражения позволяют определить кинетические коэффициенты среды из экспериментальных данных о параметрах наведенного излучением просветления (или поглощения — в зависимости от знака коэффициента  $D_{21}$ ).

В эксперименте в качестве двухкомпонентной среды использовалась суспензия частиц углерода (диаметром 0,1—0,3 мкм) в воде, а в качестве источника излучения — He—Ne-лазер мощностью 60 мВт (длина волны излучения — 0,63 мкм). Эксперименты проводились с двумя типами кювет: толстостенными (толщина стенок 2,25 мм) и тонкостенными (0,125 мм). В обоих случаях толщина слоя среды составляла 30 мкм. Пространственное распределение температуры фиксировалось термографом „IRTIS 200“ с погрешностью  $\pm 1$  °С (время сканирования кадра — 1,5 с). Пропускание кюветы регистрировалось фотодиодом ФД-24К.

При воздействии на кювету с ЖС, расположенную горизонтально, пучка лазерного излучения радиусом 1,8 мм в результате термодиффузии в области воздействия происходило снижение концентрации дисперсной фазы и соответственно коэффициента поглощения среды.

Термоиндуцированный механизм самовоздействия лазерного пучка проиллюстрирован на рис. 2: *a* — просветление водной суспензии частиц углерода; *b* — потемнение суспензии частиц углерода в циклогексане. Зернистость изображения обусловлена ограниченным пространственным разрешением цифрового фотоаппарата.

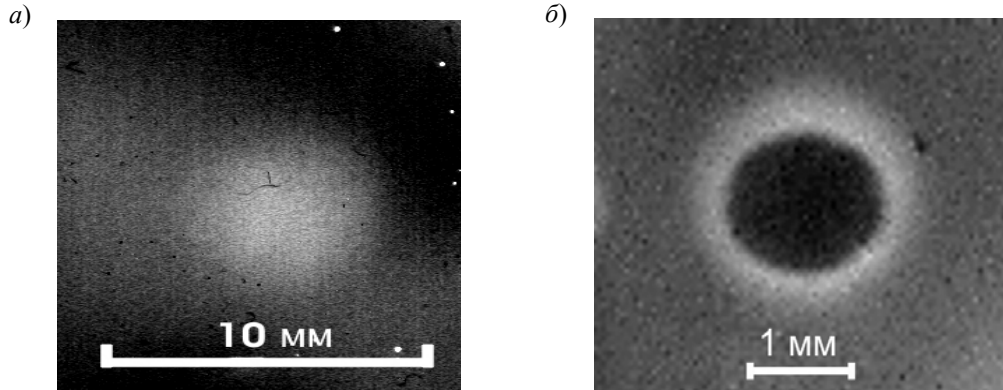


Рис. 2

На рис. 3 представлена зависимость от времени интегрального коэффициента пропускания кюветы (мощность 60 мВт), толщина стенок кюветы: 1 — 2,25 мм, 2 — 0,125 мм,  $I'$  — восстановление коэффициента пропускания при уменьшении мощности пучка в 20 раз. Пространственное распределение температуры в стационарном режиме приведено на рис. 4 (1 — для тонкостенной, 2 — для толстостенной кюветы). Меньший градиент температуры ЖС приводит к меньшему изменению коэффициента пропускания.

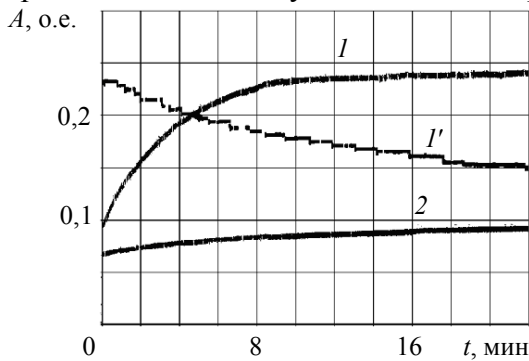


Рис. 3

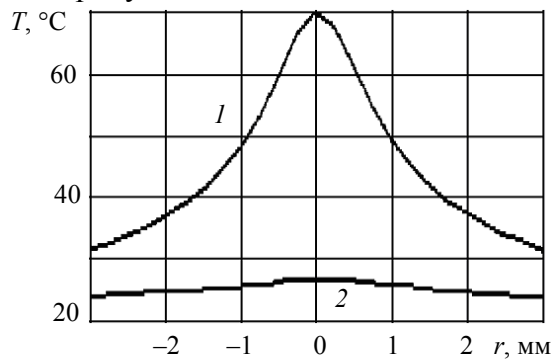


Рис. 4

Время восстановления коэффициента пропускания тонкостенной кюветы соответствует диффузионному ( $\tau \approx \omega^2 D_{22}^{-1}$ ), время просветления в несколько раз меньше из-за различия механизмов просветления и восстановления, а также из-за возникновения отрицательной обратной связи по поглощаемой мощности, уменьшающей время просветления.

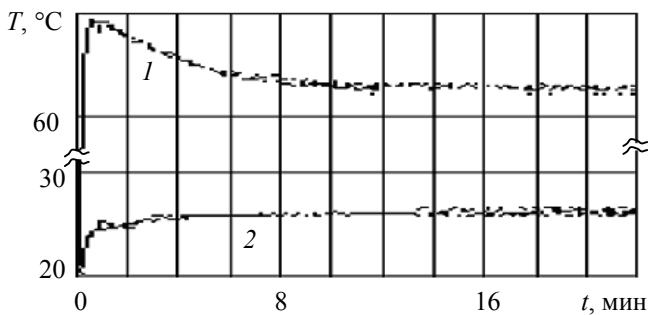


Рис. 5

На рис. 5 приведена зависимость температуры среды в центре лазерного пучка от времени. Видно, что просветление среды в центре пучка приводит к снижению ее температуры.

Формула (9) позволяет определить значение термодиффузионной постоянной:

$$\alpha_T = (\nabla C/C)(\nabla T/T)^{-1}.$$

Из экспериментальных данных (рис. 3, 4) можно получить оценку  $\alpha_T \approx 0,8$ , что соответствует характерным значениям для жидкофазных сред [5].

Проведенный в настоящей работе анализ показывает, что в двухкомпонентной среде с поглощающими частицами термодиффузия может приводить к значительному самоиндуцированному просветлению (потемнению) среды под действием пространственно ограниченного оптического пучка. Таким образом, самоиндуцированную модуляцию коэффициента поглощения необходимо учитывать при анализе данных как в методе тепловой линзы [1, 2], так и в термолинзовой спектроскопии многокомпонентных сред [6]. Полученные выражения могут быть использованы при экспериментальном определении коэффициентов термодиффузии и диффузии в многокомпонентных жидкофазных средах.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Vicary L.* Pump-probe detection of optical nonlinearity in water-in-oil microemulsion // *Philosoph. Mag.* B. 2002. Vol. 82, N 4. P. 447—452.
2. *Иванов В. И., Окишев К. Н., Карпец Ю. М., Ливашивили А. И.* Самовоздействие гауссова пучка в жидкофазной микрогетерогенной среде // *Изв. Томского политехнич. ун-та.* 2005. Т. 308, № 5. С. 23—24.
3. *Wiegand S.* Thermal Diffusion in liquid mixtures and polymer solutions // *Condens. Matter.* 2004. Vol. 16. P. 357—379.
4. *Иванов В. И., Ливашивили А. И., Лобов А. Н., Симаков С. Р.* Динамические голограммы в микрогетерогенных жидкофазных средах // *Оптич. журн.* 2004. № 9. С. 236—238.
5. *Рабинович Г. Д.* Разделение изотопов и других смесей термодиффузией. М.: Атомиздат, 1981. 144 с.
6. *Проскурнин М. А., Аброскин А. Г.* Оптимизация параметров оптической схемы в двухлучевой термолинзовой спектроскопии // *Журн. аналитич. хим.* 1999. Т. 54, № 5. С. 460—468.

Рекомендована университетом

Поступила в редакцию  
14.05.07 г.

С. В. ГАВРИЛЕНКО

*МО РФ, Москва*

Н. Н. ФЕОКТИСТОВ

*4 ЦНИИ МО РФ, Москва*

Д. К. ХЕГАЙ

*Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского  
Санкт-Петербург*

## **ОСОБЕННОСТИ СОВРЕМЕННОГО ЭТАПА РАЗВИТИЯ ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ МЕЖСПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ**

Проанализированы основные исследовательские и экспериментальные работы по вопросам построения оптических линий межспутниковой связи. Представлены основные направления работ и достижимые уровни характеристик терминалов, создаваемых по перспективным программам.

Работы по созданию оптических линий межспутниковой связи (ОЛМС) ведутся с середины 1960-х гг. В 1970-х гг. в США была развернута систематизированная программа исследований, направленная на создание образцов бортовой аппаратуры [1—4], несколько позже активная работа в этом направлении началась в Западной Европе и Японии.

В США работы велись по программе *Lasercom* двумя группами разработчиков под руководством фирм *McDonnell Douglas* и *Lockheed*, первая разрабатывала аппаратуру с использованием прямого детектирования на основе твердотельных лазеров на алюмо-иттриевом гранате (АИГ) с неодимом. Вторая — на базе газовых непрерывных лазеров с использованием супергетеродинного приема. Разрабатывались высокоскоростные линии связи с быстродействием 100—1000 Мбит/с между геостационарными и низкоорбитальными космическими аппаратами (КА). Но десятилетние проработки показали, что оба варианта непригодны для практического использования.

Аналогичные работы выполнялись в СССР под руководством НИИ Приборостроения и НИИ Радиосвязи (Москва). В ходе работ этими организациями был выполнен значительный объем теоретических и экспериментальных исследований, проведено макетирование различных типов аппаратуры, выполнен ряд наземных и натурных экспериментов, зачастую не имевших мировых аналогов. Отечественные разработчики столкнулись с теми же проблемами, что и их американские коллеги. Этот фактор в сочетании с отсутствием практической потребности в передаче больших объемов информации привел к сворачиванию работ.

Использование оптических межспутниковых линий связи в настоящее время является одной из ведущих тенденций в развитии зарубежных и отечественных космических систем ретрансляции. Их применение позволяет резко нарастить пропускную способность, помехоустойчивость и скрытность линий связи при одновременном снижении массы и энергопотребления бортовой аппаратуры. В США, в отличие от Японии и стран Западной Европы, ОЛМС разрабатываются не только в гражданских, но и в военных целях. При решении военных задач МО США предполагает использовать лазерные линии для передачи в режиме

реального времени изображений с борта низкоорбитальных КА дистанционного зондирования Земли, данных от КА радиолокационного наблюдения с синтезированной апертурой и т.п.

В связи с возрастанием требований к дальности связи и скорости передачи информации в ОМЛС должны использоваться достаточно мощные оптические передатчики и оптические антенны большого диаметра (25—35 см), которые позволяют достичь чрезвычайно высокого коэффициента усиления ( $10^{10}$ — $10^{11}$  раз) при ширине диаграммы направленности 2—4". Дальнейшее увеличение размеров антенны ограничивается чрезвычайно высокими требованиями к точности наведения. При указанных размерах антенн требуется обеспечить точность наведения порядка 1 мкрад (0,2"), поэтому приходится принимать специальные меры по ее достижению. Обеспечение точной работы системы наведения в условиях космоса является одной из критически важных проблем, так как ее полномасштабные испытания на Земле практически невозможны.

Основной импульс в развитии современной оптической аппаратуры связи дало появление в начале 1980-х гг. одномодовых полупроводниковых лазеров, работающих в ближнем ИК-диапазоне (0,8—0,9 мкм), которые имеют малые габариты, небольшую стоимость, высокий КПД (25—35 %) и значительный ресурс (до 100 тыс. ч) [5, 6]. Именно в этом диапазоне длин волн работают эффективные полупроводниковые кремниевые фотодетекторы.

Основной недостаток полупроводниковых лазеров связан с низким уровнем излучаемой мощности 200—250 мВт, что обусловлено незначительными размерами излучающей площадки (1×3 мкм). Этот уровень мощности позволяет получить скорость передачи 50—150 Мбит/с при диаметре телескопа 25—35 см. Дальнейший рост пропускной способности возможен за счет спектрального уплотнения сигналов, что повлечет за собой существенное усложнение и без того непростого оптического тракта.

Среди зарубежных разработок линий связи на основе полупроводниковых лазеров середины 1980-х гг. необходимо, в первую очередь, отметить проект *SILEX* Европейского космического агентства [7]. В рамках этого проекта впервые реализована оптическая линия связи между низкоорбитальным КА *SPOT-4* и геостационарным КА-ретранслятором *ARTEMIS*. Первые испытания линии были проведены в ноябре 2001 г., а к середине 2005 г. состоялось более 1000 успешных сеансов связи.

Оптическая аппаратура обоих типов КА строится на основе совмещенного телескопа диаметром 25 см и полупроводникового лазера, работающего в диапазоне 0,8—0,9 мкм. Скорость передачи с борта низкоорбитального КА на борт геостационарного КА составляет 50 Мбит/с. Япония в 2005 г. вывела на орбиту спутник *OICETS* с аналогичным лазерным терминалом, предназначенным для проведения экспериментов с КА *ARTEMIS*. Масса терминала составляет 150 кг.

Массовые характеристики лазерных терминалов проектов *SILEX* и *OICETS* далеки от ожидаемых десятков килограммов, но это фактически первый опыт создания аппаратуры оптической межспутниковой связи, опирающийся на маломощные источники излучения. Главной задачей в этой работе было создание высокоточной системы наведения и ее испытание. И эта задача была успешно решена.

В оптических линиях связи диапазона 0,8—1,5 мкм, как правило, оптическое излучение сразу преобразуется в электрический сигнал. Гетеродинный прием, несмотря на более высокую чувствительность, значительно сложнее, так как требует использования дополнительного лазера (гетеродина) и компенсации доплеровских сдвигов частоты. В диапазоне длин волн 0,8—1,5 мкм наиболее эффективны полупроводниковые фотодетекторы (*pin*-диоды и лавинные фотодиоды) на основе кремния (в диапазоне длин волн 0,7—0,9 мкм), германия и индий-арсенида галлия (в диапазоне длин волн 0,9—1,3 мкм). Особенностью *pin*-диодов является высокая квантовая эффективность, малые внутренние шумы и наиболее широкая полоса пропускания. А главный недостаток — отсутствие внутреннего умножения, что затрудняет схем-

ную реализацию. В отличие от них лавинные фотодиоды обладают коэффициентом умножения 300—2000, но имеют меньшую полосу пропускания и больший уровень шумов.

Лазерные маяки, как правило, строятся на основе мощных многомодовых полупроводниковых лазеров. Основным датчиком контура грубого наведения являются фотоприемные матрицы на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС-матрицы). Для точного наведения используется либо часть центральных элементов матрицы (обычно 4), либо четырехпольные фотодиоды.

Для проекта *SILEX* фирмой *Thomson-CSF* были разработаны матрицы размером  $288 \times 288$  элементов, для точного наведения используются центральные элементы этой же матрицы. Система наведения обеспечивает точность не хуже 1,65 мкрад [8].

Все оптико-механические системы строятся, как правило, с использованием единой для передачи и приема антенны зеркального типа. Для грубого наведения используются шаговые электродвигатели. В контуре точного наведения применяются зеркала, управляемые пьезоэлектрическими или электромагнитными приводами.

Дальнейшее наращивание пропускной способности стало возможным за счет более мощных источников излучения, в качестве которых используются волоконные усилители в сочетании с лазерным задающим передатчиком. Эта технология отработана в наземных магистральных линиях оптической связи. Первые сообщения об этом появились уже в середине 1990-х гг., в частности на ежегодной конференции *Free-Space Laser Communication Technologies VII* [9].

В России разработку лазерных терминалов на основе волоконных усилителей ведет НИИ Прецизионного приборостроения (НИИ ПП). В разрабатываемой НИИ ПП аппаратуре используется многоапертурная оптическая антенна и волоконно-оптический интерфейс между антенной и приемопередающими элементами. Это позволяет максимально снизить вес подвижной части антенны, упростить оптическую схему и разместить электронный блок на платформе КА в достаточно комфортных условиях.

Для передачи информации используются волоконные усилители диапазона 1,55 мкм разработки НТО „ИРЭ-Полус“. Достигнутый уровень мощности (5—10 Вт) не имеет мировых аналогов и позволяет достичь пропускной способности 600 Мбит/с и более.

Сравнительные характеристики терминала, созданного в рамках проекта *SILEX*, и отечественного терминала разработки НИИ ПП приведены в таблице. Анализ показывает, что отечественная аппаратура по основным параметрам превосходит западно-европейский аналог. Большая потребляемая мощность объясняется значительно более высокой мощностью излучения.

Сравнительные характеристики лазерных терминалов

№ п/п	Наименование характеристики	Терминал проекта <i>SILEX</i>	Терминал разработки НИИ ПП
1	Скорость передачи, Мбит/с	50	600
2	Масса аппаратуры, кг в т. ч. подвижной части	150 (1 комплект) 70	130 (2 комплекта) 30
3	Максимальная мощность излучения, Вт	0,16	10
4	Диаметр оптической антенны, см	25	20
5	Ширина луча, ..."	2	4
6	Диапазон частот, мкм	0,8—0,9	1,55
7	Потребляемая мощность, Вт	180	300

В последнее время военные программы США в области оптической космической связи проводились под эгидой Управления противоракетной обороны (в настоящее время — Агентство по противоракетной обороне), исследовались следующие типы линий:

- оптические межспутниковые линии;
- оптические линии КА—Земля;



— оптические линии связи между специализированными самолетами (командные посты, самолеты разведки);

— лазерные линии самолет—КА.

Фирмами *ThermoTrex* и *Astroterra* в середине 1990-х гг. была разработана серия экспериментальной оптической аппаратуры, предназначенной для связи между самолетами, между самолетами и низкоорбитальными КА, между низкоорбитальными КА и Землей, а также для межспутниковой связи [10]. Дальность связи — до 2500 км, скорость передачи данных ~1,2 Гбит/с. В аппаратуре использовалось частотное уплотнение по свету мощных (до 200 мВт) одномодовых полупроводниковых лазеров и атомные фильтры для ослабления фонового излучения при работе в дневных условиях. Были проведены успешные демонстрационные испытания между двумя приемопередатчиками, расположенными на горных вершинах высотой ~2 км на удалении 42 км.

Фирмой *Astroterra* был разработан экспериментальный бортовой лазерный терминал *STRV-2 (Astrolink-1000)* весом около 15 кг; энергопотребление в сеансе связи — 95 Вт. Он должен был обеспечивать скорость передачи информации 1,24 Гбит/с на линии КА—КА при дальности 1600 км и на линии КА—Земля — при дальности 1700 км. На Земле для приема сигналов предполагалось использовать телескоп диаметром 40 см, а для передачи — 3 телескопа диаметром 25 см. Такой подход должен был обеспечить преодоление замираний сигнала в атмосфере. В бортовом терминале использовалась приемная двухзеркальная антенна с диаметром первичного зеркала ~15 см и весом около 10 кг.

Отличительной особенностью терминала являлось использование атомного фильтра с чрезвычайно узкой полосой пропускания, что позволяло работать на фоне отраженного солнечного света. Для приема использовались два высокоскоростных канала по 620 Мбит/с, для передачи — 8 параллельно работающих лазерных излучателей диапазоном 0,81 мкм с диаметром оптики 2,5 см, размещенных вокруг приемной антенны. Передача также могла вестись на двух каналах. Два маяковых лазера работали на длине волны 0,852 мкм. В системе наведения использовались ПЗС-матрицы форматом 288×384 элемента.

Терминал был выведен на орбиту в июне 2000 г. в составе экспериментального КА *TSX-5*, однако из-за проблем в системе наведения его испытания провести не удалось [11].

В лаборатории им. Линкольна Массачусетского Технологического института (*MIT Lincoln Laboratory*) длительное время разрабатывался связной терминал со скоростью передачи данных 1 Гбит/с на основе эрбиевых волоконных усилителей с длиной волны 1,55 мкм. Не исключено, что эти разработки были использованы на экспериментальном геостационарном КА *GeoLITE* [12], который был создан в интересах Национального разведывательного управления США и выведен на геостационарную орбиту 18 мая 2001 г.

Основным назначением спутника является испытание нового лазерного коммуникационного оборудования, разработанного лабораторией им. Линкольна. Аппаратура терминала позволяет передавать информацию со скоростью от 50 Мбит/с до 1,2 Гбит/с на длине волны 1,55 мкм. Эксперимент прошел успешно, но его результаты не были опубликованы. Не исключено, что лазерное оборудование предназначено для испытаний линии Космос—Земля и оценки условий распространения лазерного излучения в атмосфере.

В последнее время появились сообщения о возможности использования лазерных линий межспутниковой связи на перспективных американских КА военной связи *TSAT*, *Advanced EHF* и *TDRSS*. Программы НАСА по космическим оптическим линиям связи разрабатываются в основном Лабораторией реактивного движения *JPL*. В настоящее время *JPL* работает над проектом *Mars Laser Communications Demonstration* по созданию лазерной линии связи между Марсом и Землей со скоростью 1—30 Мбит/с.

В настоящее время в Японии создана стройная программа по развитию космической оптической связи, которая предусматривает исследования многоканальной среднескоростной

(300 Мбит/с) системы связи на длине волны 0,8 мкм и высокоскоростной системы на длине волны 1,5 мкм. Через 10 лет планируется достичь пропускной способности 10 Гбит/с. Оптические линии планируется использовать по двум направлениям: для межспутниковой связи и для высокоскоростной связи между спутником и наземной станцией (самолетом). Для достижения таких параметров предполагается использовать эрбиевые волоконные усилители на длине волны 1,55 мкм с накачкой полупроводниковыми лазерами. Это объясняется высокой надежностью последних, широкой распространенностью и возможностью увеличения выходной мощности за счет увеличения диаметра сердцевины волокна.

Первоочередной задачей японского аэрокосмического агентства являлась отработка терминала оптической связи между низкоорбитальным и геостационарным КА с помощью экспериментального КА *OICETS* [13]. Программа начата в 1992 г., она самым тесным образом связана с западноевропейской программой *SILEX*, что предопределило близость основных характеристик и использование спутника *ARTEMIS* в качестве ретранслятора.

КА *OICETS* был запущен ракетой-носителем (РН) „Днепр“ 23 августа 2005 г. с космодрома Байконур на круговую орбиту высотой 610 км и наклоном  $97,8^\circ$  [14]. Масса КА 570 кг. В декабре 2005 г. состоялся первый двусторонний сеанс связи между КА *OICETS* и *ARTEMIS* [[http://www.jaxa.jp/press/2005/12/20051209\\_oicets\\_j.html](http://www.jaxa.jp/press/2005/12/20051209_oicets_j.html)]. На спутнике *OICETS* установлена лазерная аппаратура *LUCE* (*Laser Utilizing Communications Equipment*). В качестве излучателей применяются два полупроводниковых лазера мощностью по 200 мВт. В направлении от низкоорбитального КА к геостационарному передача ведется на длине волны 0,847 мкм со скоростью 50 Мбит/с. В отличие от КА *SPOT-4* в данном случае обеспечивается передача информации и в обратном направлении со скоростью 2,048 Мбит/с на длине волны 0,819 мкм. Диаметр телескопа составляет 26 см, масса оптической части — 100 кг, блока электроники — 40 кг. Энергопотребление в сеансе связи достигает 280 Вт. Механический привод выполнен по азимутально-угломестной схеме.

В марте и апреле 2006 г. были проведены эксперименты по связи с наземной станцией *NICT* (Токио). На станции для передачи использовался телескоп диаметром 1,5 м, в качестве приемного использовалось отдельное устройство с диаметром антенны 20 см. Отработка технологии высокоскоростной передачи данных планируется с помощью экспериментального оборудования *LCDE* (*Laser Communications Demonstration Equipment*), которое должно быть установлено в японской лаборатории *JEM* (*Japan Experiment Module*) в составе международной космической станции. Оборудование *LCDE* использует источники лазерного излучения длиной волны 1,55 мкм с эрбиевыми волоконными усилителями мощности (*EDFA*). Предполагается использовать это оборудование для связи с Землей, для наблюдения за звездами и обнаружения космического мусора.

По мнению японских специалистов, гигабитные скорости передачи информации потребуются при создании глобальной информационной инфраструктуры, в которой оптические межспутниковые линии позволят создать космические узловые станции, при передаче телевизионных частот.

Перспективные исследования в Западной Европе связаны с разработкой оптических систем связи, обеспечивающих скорость передачи свыше нескольких сотен Мбит/с и единиц Гбит/с при существенном снижении массо-габаритных и стоимостных характеристик, что должно повысить коммерческую привлекательность этих проектов [[http://www.eid.dlr.de/tsx/start\\_en.htm](http://www.eid.dlr.de/tsx/start_en.htm)]. Для этого требуется использовать телескопы уменьшенного диаметра (10 см), разрабатывать лазеры увеличенной мощности и повышать чувствительности приемников. Понимая это, Европейское космическое агентство начало в январе 1992 г. разрабатывать малый оптический терминал *SOUT* (*Small Optical User Terminal*) для низкоорбитального КА, совместимого с терминалами *SILEX*. Терминал *SOUT* предназначен для передачи данных со скоростью 2—10 Мбит/с, имеет массу 25 кг при энергопотреблении 40 Вт и диаметре телескопа 7 см.

Предусматривалось использование антивибрационной опоры, которая действует как фильтр по отношению к микровибрациям со стороны спутниковой платформы. Макет терминала был изготовлен в 1995 г. и не проходил летной квалификации.

После завершения этих работ по инициативе Великобритании были начаты разработки терминала передачи данных *SOTT (Small Optical Telecommunication Terminal)* между двумя геостационарными КА на дальности до 80 000 км. Проектирование терминала было завершено в 1996 г., в нем использовался 20-сантиметровый телескоп, лазер на длине волны 0,85 мкм с оптическим усилителем, что обеспечивало выходную мощность 2 Вт, модуляцию по интенсивности и прямое детектирование. Масса терминала составляла 45 кг при энергопотреблении 100 Вт. В настоящее время работы по этой программе приостановлены вследствие появления новых, более совершенных технологий.

В поисках путей создания малогабаритных лазерных терминалов Европейское космическое агентство проводило исследования альтернативных концепций и технологий. Полупроводниковые лазеры и прямое детектирование соответствуют среднескоростной передаче данных вследствие физических ограничений на излучаемую мощность и чувствительность фотодетекторов. Когерентные оптические системы на основе твердотельных АИГ-лазеров более перспективны для высокоскоростной передачи данных. У них нет таких ограничений на излучаемую мощность и чувствительность (с учетом квантового предела). Поэтому с 1989 г. Европейское космическое агентство последовательно уделяло внимание развитию когерентных систем связи на основе Nd:АИГ-лазеров.

Одна из работ под наименованием „Разработка базовой лазерной системы связи с полупроводниковой накачкой“ (*Design of a Diode-Pumped Nd: Host Laser Communication System*) выполнялась в рамках программы *ARTES-4*. Трудности с финансированием препятствовали полноценной разработке, поэтому было принято решение ограничиться макетами ключевых элементов, включая АИГ-лазер с полупроводниковой накачкой, многоканальный когерентный оптический приемник и электрооптический фазовый модулятор.

Другая программа *SOLACOS (Solid State Laser Communications in Space)*, выполнявшаяся в Германии с 1989 г. фирмой *Dornier Satellite Systeme GmbH*, имела статус национальной программы и предусматривала разработку терминала для связи между геостационарными КА со скоростью 650 Мбит/с [15, <Optical Communication and Intersatellite Link. December 1998; [http://itri.loyola.edu/satcom2/03\\_06.htm](http://itri.loyola.edu/satcom2/03_06.htm)>]. Он имел 15-сантиметровую апертуру, твердотельный АИГ-лазер на длине волны 1,064 мкм с выходной мощностью 1 Вт и когерентный приемник; масса терминала составляла 70 кг. Его макет был изготовлен в 1997 г.

В последующем работы в этом направлении были продолжены — фирмой *Tesat Spacocom GmbH* был создан лазерный терминал *LCT (Laser Communication Terminal)*, предназначенный для проведения экспериментов по передаче информации между двумя низкоорбитальными КА и между КА и наземной станцией [16]. Скорость передачи — 5,5 Гбит, масса — 25 кг, потребляемая мощность — меньше 130 Вт, диаметр антенны — 125 мм, излучаемая мощность — 0,7 Вт с возможностью увеличения до 5—7 Вт. В качестве передатчика используется АИГ-лазер с накачкой полупроводниковыми лазерами, длина волны — 1,064 мкм, способ приема — гомодинный. Характерной особенностью терминала является то, что наведение поля зрения осуществляется с помощью двух поворотных зеркал. Сам телескоп и система прецизионного наведения закреплены на неподвижном основании.

Один экземпляр терминала установлен на коммерческом спутнике радиолокационной съемки Земли *TerraSAR-X* (терминал *TSX-LST*), выведенном на орбиту 15 июня 2007 г. с помощью РН „Днепр“, другой — установлен на американском военно-экспериментальном спутнике *NFIRE*, запущенном 24 апреля 2007 г. в интересах Агентства по противоракетной обороне. О результатах экспериментов пока не сообщалось.

Таким образом, анализ программ в области космической лазерной связи позволяет сделать вывод о том, что уже создана элементная и промышленная база для среднескоростных (сотни Мбит/с) линий связи на основе полупроводниковых лазеров диапазона 0,8—0,9 мкм. Подтверждена возможность функционирования линии связи между двумя КА при предельно узких диаграммах направленности — 2", что открывает широкие возможности по их практическому внедрению. Начата разработка нового поколения аппаратуры связи на основе волоконных усилителей и твердотельных лазеров с пропускной способностью порядка единиц Гбит/с. Активно развиваются новые направления использования космических лазерных средств, такие как связь при межпланетных перелетах, высокоскоростная связь по линии Космос—Земля и Космос—Космос.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Макелрой Дж. К.* и др. Системы связи для ближнего космоса, использующие лазеры СО // ТИИЭР. 1977. Т. 65, № 2. С. 54—89.
2. *Росс М.* и др. Оптическая связь в космосе с использованием лазера на АИГ:Nd // ТИИЭР. 1978. Т. 66, № 3. С. 5—69.
3. *Гуляев Ю. Д., Манжура Ю. Г.* Лазерные космические системы связи // Зарубежная радиоэлектроника. 1979. № 9. С. 38—49.
4. *Ефременко В. В.* Оптические линии связи в космосе // Итоги науки и техники. Сер. Связь. М.: ВИНТИ, 1991. Т. 8. С. 3—23.
5. Лазерная космическая связь: Пер. с англ. / Под ред. *М. Кацмана*. М.: Радио и связь, 1993. 240 с.
6. *Крюкова И. В.* Лазеры для межспутниковых линий связи // Лазеринформ. 1994. № 53. С. 12—27.
7. *Lutz H. P.* Optical Communications in Space // Twenty Years of ESA Effort, ESA Bull. N 91. August 1997. P. 24—36.
8. *Nielsen T.* Pointing, Acquisition and Tracking System for the Free Space Coommunication System, SILEX // Proc. SPIE. 1995. Vol. 2381. P. 194—205.
9. Free-Space Laser Communication Technologies // Proc. SPIE. 1995. Vol. 2381. P. 56—69.
10. *Korevaar E., Hofmeister R., Chow-Miller C., Adhikari R., Hakakha H., Guthbert D., Ruigrok R.* Design of terminal for Ballistic Missile Defense Organisation lasercom technology demonstration // Proc. SPIE. 1995. Vol. 2381. P. 60—72.
11. *Kim I., Riley B., Wong N.M., Mitchell M., Brown W., Hakakha H., Adhikari P., Korevaar E.J.* Lessons learned for STRV-2 satellite-to-ground lasercom experiment // Proc. SPIE. 2001. Vol. 4272. P. 1—15.
12. *Аганов В.* GeoLite — развитие космических технологий в интересах разведки // Новости космонавтики. 2001. № 7. С. 26—34.
13. *Nakagawa K., Yamamoto A.* Preliminary design of Laser Utilizing Coommunications Equipment Installed on Optical Inter-Orbit Coommunications Engineering Test Satellite // Proc. SPIE. 1995. Vol. 2381. P. 14—26.
14. *Афанасьев И.* Пятый пуск Днепра // Новости космонавтики. 2005. С. 23—26.
15. *Selding P.* Laser Projects Rank High In German Space Budget // Space News. 2003. March.
16. *Lange R., Smutny B.* In-Orbit Verification of Laser Communication Terminals // 23<sup>rd</sup> ICSSC of AIAA. 2005. № I000280.

Рекомендована кафедрой  
автономных систем управления

Поступила в редакцию  
09.02.07 г.

И. П. ТОРШИНА

*Московский государственный университет геодезии и картографии*

## МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ ОБОБЩЕННОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ

Рассматриваются обобщенная компьютерная модель оптико-электронной системы (ОЭС) и методы моделирования фоно-целевой обстановки работы ОЭС.

При проектировании систем отдельного класса компьютерное моделирование обеспечивает общий подход к описанию условий работы и особенностей оптико-электронных систем (ОЭС), а также позволяет вносить различные коррективы практически на любых этапах проектирования. Под компьютерной моделью ОЭС (КМОЭС) понимается математическое описание структуры и процесса функционирования ОЭС на каком-либо языке программирования для персонального компьютера. Обобщенная для отдельного класса или группы оптико-электронных систем компьютерная модель должна отражать самые важные особенности функционирования и описывать их наиболее общие конструктивные признаки.

Методика составления обобщенной КМОЭС базируется на основе блочно-иерархического подхода [1, 2], который заключается в разделении представлений об объекте моделирования на несколько иерархических уровней, различающихся степенью детализации представлений об ОЭС и ее функционировании, а также ряде допущений. Структура обобщенной КМОЭС представлена в виде отдельных функциональных модулей на рис. 1 [3, 4 и др.].

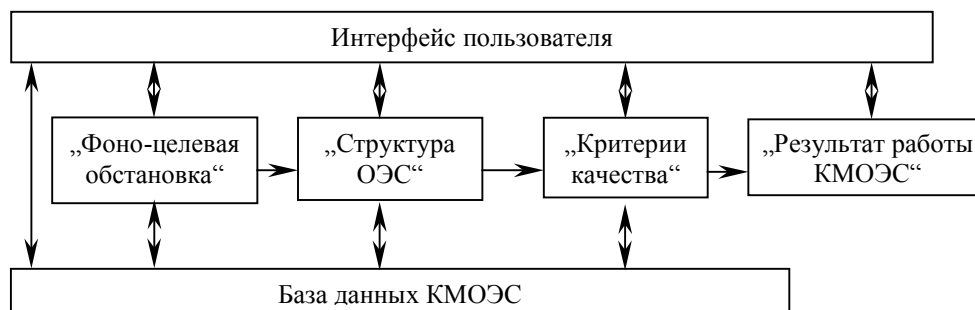


Рис. 1

В модуле „Фоно-целевая обстановка“ (ФЦО) описываются излучатели (субъекты ФЦО), участвующие в формировании сигнала, приходящего на входной зрачок ОЭС, и условия работы системы, в частности, среда распространения оптических сигналов, которой часто является атмосфера. Излучателями могут быть объекты наблюдения (цели), источники подсветки этих объектов, например прожекторы или лазеры, а также фоны и помехи, например естественные излучатели — подстилающая поверхность (ландшафт), небо, облачность, Солнце, атмосфера и др. В модуле учитывается взаимное расположение источников излучения.

В модуле „Структура ОЭС“ (рис. 2) представлен процесс преобразования сигнала, проходящего от входного зрачка системы до выходного блока, которым, например, может являться система отображения информации (дисплей). Такой подход к описанию определяется функциональной связью между отдельными звеньями ОЭС в предположении, что все звенья системы работают в линейном режиме, а общая частотная характеристика ОЭС является произведением передаточных функций ее отдельных звеньев [3, 5, 6].

Результат решения задач, стоящих перед КМОЭС, а именно синтеза и анализа ОЭС, процесса оптимизации как всей системы, так и отдельных структурных элементов ОЭС, оценивается с помощью различных критериев качества, поэтому в структуру КМОЭС (см. рис. 1) введен отдельный модуль „Критерии качества“.

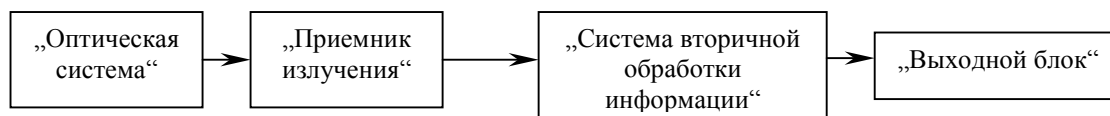


Рис. 2

Вид и форма представления результата работы КМОЭС формируются алгоритмами модуля „Результат работы КМОЭС“.

Структура КМОЭС должна также включать в себя базу данных (БД) [3, 7], в которой систематизированы сведения о параметрах и характеристиках отдельных звеньев и элементов системы, субъектов ФЦО, а также возможные алгоритмы функционирования системы и математический аппарат описания процессов преобразования сигнала в структуре ОЭС.

Кроме того, модель ОЭС не может состоять из полностью детерминированных процедур (алгоритмов). В ней должны предусматриваться эвристические процедуры, т.е. КМОЭС должна прежде всего, позволить вычленять эти процедуры. Эту возможность работы с моделью обеспечивает интерактивный, диалоговый режим работы пользователя системы с компьютером. Программа КМОЭС, построенная по такому принципу, позволяет „вручную“ выбирать соответствующую структуру отдельных блоков ОЭС и т.п. Необходимые процедуры управления работой КМОЭС сосредоточены в отдельном модуле „Интерфейс пользователя“.

Рассмотрим методологию составления модуля КМОЭС „Фонно-целевая обстановка“, поскольку другим модулям посвящено достаточно много публикаций, в частности [4—8].

Как известно, источники излучения могут быть описаны спектральными, энергетическими, геометрическими, динамическими и другими параметрами и характеристиками. При формировании КМОЭС и субмодели ФЦО, в частности, целесообразно сначала сформулировать соотношения, которые связывали бы воедино основные геометрические параметры и взаимное расположение источников излучения и ОЭС, прежде всего, ее оптической системы. Знание этих соотношений уже на первых этапах моделирования помогает оценить вклад отдельных составляющих оптического сигнала, приходящего на вход ОЭС от различных излучателей, т.е. провести их ранжирование. Это позволяет исключить из дальнейшего энергетического расчета те составляющие, вклад которых в общий сигнал незначителен, что заметно упрощает дальнейшую работу с КМОЭС.

В модуле целесообразно выделить отдельные, более простые структурные единицы — субмодели ФЦО: „Условия работы“ и „Субъект ФЦО“. В субмодели „Условия работы“ могут задаваться спектральные диапазоны работы ОЭС, время года, время суток, состояние атмосферы, климатические и погодные условия, географические данные, системы координат и др. Данные, с которыми работает моделируемая ОЭС, могут содержать сведения о координатах ОЭС и наблюдаемого объекта (широта, долгота, высота), о топографических признаках территории (тип местности, растительность, наличие водоемов и т.п.). Задаваемые климатические и метеоусловия определяют наличие тех или иных фоновых и помеховых излучателей, состояние атмосферы, типы облачности. Во многих случаях учет этих особенностей необходим для оценки излучательных способностей субъектов ФЦО и условий прохождения сигналов на трассах от них до ОЭС, а также выбора источника излучения для подсветки объекта при активном методе работы ОЭС.

Для описания пространства субъектов ФЦО в субмодели „Условия работы“ на начальных этапах расчета, когда динамика процессов обнаружения цели, слежения за ней и др. может не рассматриваться, а излучение цели, фона, помех принимается аддитивным и статиче-

ским, удобна так называемая объектная система координат — трехмерная, сформированная таким образом, чтобы объект наблюдения находился в начале системы координат, а оси системы совпадали бы с осями объекта. Субъекты ФЦО описываются геометрическими размерами, а их расположение задается зенитными и азимутальными углами, а также расстояниями. При использовании объектной системы координат требуется сравнительно небольшое число входных данных, алгоритмы расчета на последующих этапах проектирования ОЭС достаточно просты. Это объясняется тем, что области работы системы и по времени, и по территориально-климатическому расположению для большинства практических применений модели в достаточной степени конкретизированы.

В субмодели „Субъект ФЦО“ описываются источники излучения, участвующие в формировании сигнала на входе ОЭС. Разработка этой субмодели может базироваться на следующих положениях.

1. Субъекты ФЦО целесообразно разделить на следующие группы: „Объекты“, „Фон“, „Атмосфера“, „Помехи“, „Источник подсветки“. Принадлежность к той или иной группе подразумевает специфику или особенности расчета сигналов от данного субъекта ФЦО. Например, „Атмосфера“ может рассматриваться как источник собственного и рассеянного излучения, как фактор, снижающий скорость потоков, приходящих от всех субъектов сцены на вход ОЭС, а также в качестве среды, влияющей на теплообмен между отдельными субъектами ФЦО. В качестве фона могут выступать, например, группы „Ландшафт“, „Водная поверхность“, „Небосвод“, различающиеся физической природой и пространственной макро- и микроструктурой и имеющие особенности математического описания. Введение данной классификации позволяет также значительно упростить последующую работу с БД КМОЭС.

2. Излучатели, как правило, имеют сложные излучающую и отражающую поверхности. Многие излучатели, в том числе и наблюдаемые объекты (цели), с той или иной степенью приближения могут быть представлены в виде ограниченного числа упрощенных геометрических структур правильной формы — прямоугольников, треугольников, кругов, многогранников и т.д. [9,10]. По этой причине для каждого субъекта ФЦО целесообразно сначала произвести фасетирование субъекта ФЦО, т.е. разбить поверхность субъекта ФЦО на множество плоских геометрических фигур правильной формы — фасетов, а затем задать их расположение в системе координат для субмодели „Условия работы“.

3. В обобщенной модели излучатели можно разделить на группы: точечные, протяженные (перекрывающие все угловое поле ОЭС) и площадные. Такая классификация позволяет использовать в КМОЭС известные формулы для расчета яркости [5, 8], поэтому для каждого фасета наряду с ориентацией в заданной системе координат, геометрическими размерами и формой должен быть определен тип излучателя.

4. Сигналы, приходящие на вход ОЭС от субъектов ФЦО, могут создаваться за счет их собственного (прямого) и отраженного излучения. Для каждого фасета необходимо установить, источником каких составляющих сигнала он является. Если фасет попадает в угловое поле оптической системы ОЭС и ее „видимости“ для ОЭС не препятствуют другие фасеты, то он является источником прямого излучения. Для этого фасета необходимо рассчитать видимую для ОЭС площадь и определить фасеты других субъектов ФЦО, излучение от которых он отражает во входной зрачок ОЭС. В свою очередь фасеты, которые не являются источниками прямого излучения, могут отражать на видимый для ОЭС фасет излучение, отраженное от других фасетов. Для расчета этих („переотраженных“) составляющих целесообразно рассчитать видимость фасетов по отношению к другим.

5. Для расчета составляющих сигнала от фасета необходимо знать теплофизические свойства последнего и характеристики отражения. Эти свойства и характеристики могут быть заданы или выбраны из БД КМОЭС в соответствии с группой субъекта ФЦО.

6. Очевидно, что вклад различных субъектов ФЦО (их фасетов) в общий сигнал неравнозначен. Целесообразно определить отдельные составляющие, которые вносят наибольший вклад в сигнал на входе ОЭС и, напротив, определить, какими составляющими можно пренебречь при моделировании ОЭС, т.е. провести ранжирование (распределение по приоритету) составляющих входного сигнала. Эта процедура позволяет не только упростить расчет входных сигналов и решение задач синтеза и анализа ОЭС, но и сократить перечень исходных данных, используемых в КМОЭС, а также исключить из дальнейших расчетов источники излучения, вклад которых в общий сигнал незначителен. Основным показателем правомерности проведения ранжирования является выполнение критериев качества, предъявляемых к системе. Используемые для ОЭС критерии качества (отношение сигнал/шум, разность температур, вероятности обнаружения, распознавания и др.) в различной степени зависят от изменения входного сигнала. Для проведения ранжирования необходимо оценить эти зависимости, например, методом полного дифференциала. Результатом дифференцирования является определение зависимости допуска на ранжирование от допуска на критерий качества системы.

Алгоритм ранжирования составляющих сигнала на входе ОЭС может быть следующим. Рассчитывается допуск на ранжирование в зависимости от допуска на критерий качества, затем определяются составляющие сигнала, сумма значений которых „попадает в этот допуск“. Для этого в алгоритме ранжирования все составляющие сигнала, входящего на входной зрачок ОЭС, сортируются по убывающей. Затем, начиная с минимального значения, производится суммирование составляющих до того момента, пока сумма будет меньше или равной допуску на ранжирование. Как только она превысит этот допуск, процедура ранжирования останавливается, и выдается перечень составляющих сигнала, исключение которых из дальнейших расчетов не повлечет за собой изменений в заданном критерии качества работы ОЭС. Следом за этими данными выдаются оставшиеся составляющие входного сигнала, пересчитанные в процентном отношении к результирующему полезному сигналу, что позволяет пользователю при дальнейшем выборе структуры ОЭС обосновать необходимость выбора ряда конструктивных элементов системы.

Представленная методика разработки первого модуля обобщенной КМОЭС (см. рис. 1) позволяет рассчитать сигналы, входящие на вход ОЭС, и перейти к следующим этапам моделирования КМОЭС — сформировать модули „Структура ОЭС“, „Критерии качества“ и „Результат работы КМОЭС“.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизация проектирования оптико-электронных приборов: Уч. пособие для вузов / Л. П. Лазарев, В. Я. Колочкин, А. Н. Метелкин и др. М.: Машиностроение, 1986. 216 с.
2. Системы автоматизации проектирования в радиоэлектронике: Справочник / Е. В. Авдеев, А. Т. Еремин, И. П. Норенков, М. И. Песков. М.: Радио и связь, 1986. 368 с.
3. Проектирование оптико-электронных приборов / Ю. Б. Парвулюсов, С. А. Родионов, В. П. Солдатов и др. Под ред. Ю. Г. Якушенкова. М.: Логос, 2000. 488 с.
4. Максимова Н. Ф., Сагитов К. И., Якушенков Ю. Г. Компьютерная модель тепловизионной системы // Оптико-электронные системы визуализации и обработки оптических изображений. Вып. 1. М.: ЦНИИ „Циклон“, 2001. С. 133—138.
5. Якушенков Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. М.: Логос, 2004. 472 с.
6. Holst G. C. Electro-optical imaging system performance // Proc. SPIE. Vol. PM-84. Winter Park, FL: JCD Publishing, 2000. 438 p.
7. Торшина И. П. Формирование баз данных для компьютерной модели оптико-электронной системы // Изв. вузов. Геодезия и аэрофотосъемка. 2002. № 3. С. 149—155.



8. *Тарасов В. В., Якушенко Ю. Г.* Инфракрасные системы „смотрящего“ типа. М.: Логос, 2004. 444 с.
9. *Moulton J. R. and Fink C. E.* Ray-tracing approach for realistic hyperspectral forest canopies // Proc. SPIE. 2002. Vol. 4718. P. 46—64.
10. *Owens M., Wellfa M., Forster J., Watson J.* Irma 5.0. Multi-Sensor Signature Prediction Model // Proc. SPIE. 1999. Vol. 3699. P. 249—266.

Рекомендована университетом

Поступила в редакцию  
19.03.07 г.

---

---

# ТЕХНОЛОГИЯ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

---

---

УДК 621.384:658.512

Г. Х. ИРЗАЕВ

*Дагестанский государственный технический университет  
Махачкала*

## СИСТЕМА ЭКСПЕРТНОГО АНАЛИЗА ТЕХНОЛОГИЧНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

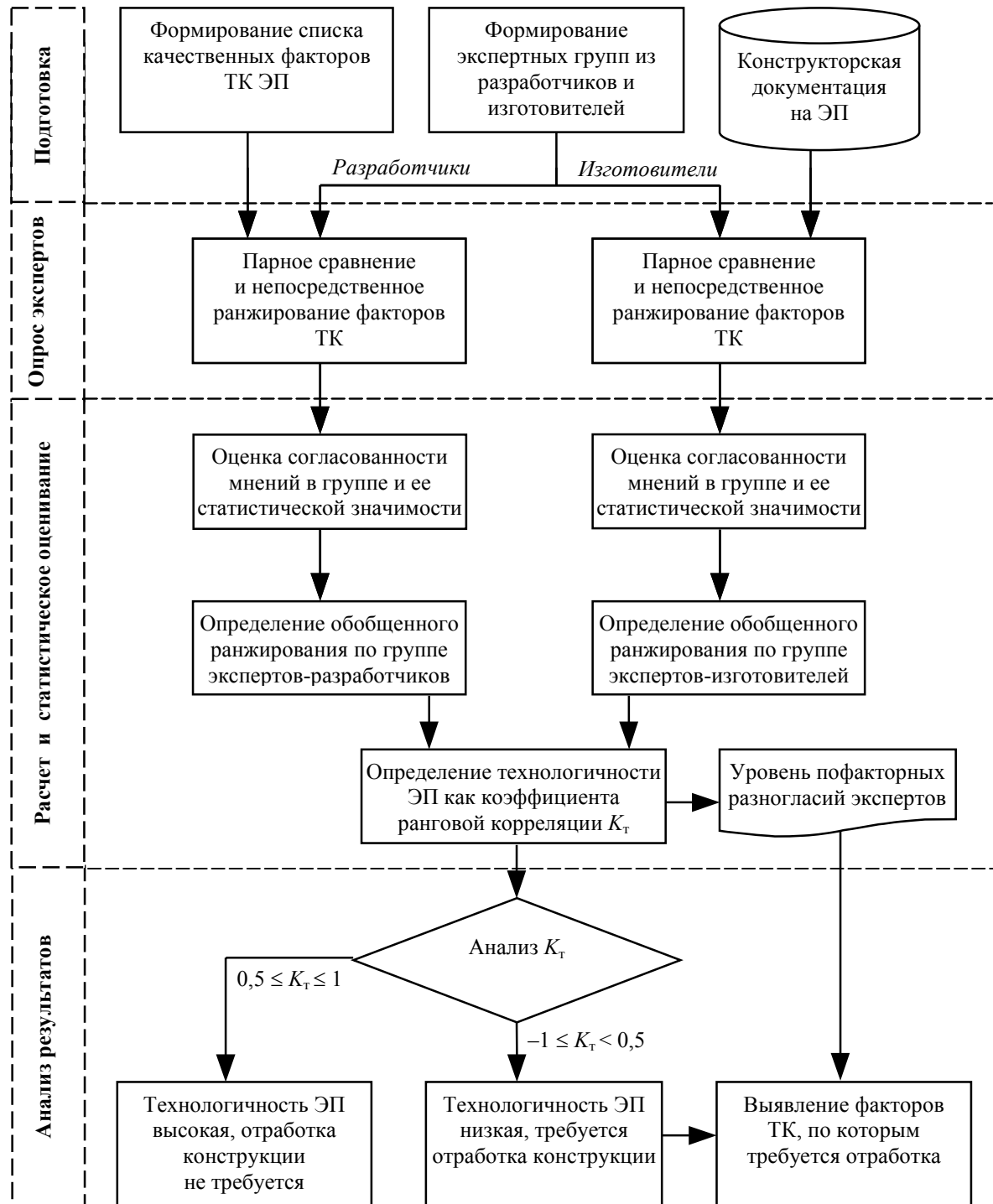
Предлагается методика автоматизированного качественного анализа технологичности электронных приборов на базе статистического оценивания разногласий во мнениях экспертов. Разработана информационная система с удобным интерфейсом и многомодульной структурой, позволяющая разработчикам принимать технологичные конструкторские решения за минимальное время с помощью возможностей анализа проекта.

**Введение.** Задачи, возникающие на первых этапах проектирования электронных приборов, в том числе и по повышению технологичности их конструкций, связаны с решением слабоструктурированных и трудноформализуемых задач, характеризующихся наличием неполной и нечеткой информации как о создаваемой технической системе, так и о методах ее синтеза. В существующих системах CAD/CAE/CAM отсутствует возможность оценивания различных вариантов конструкций по критерию технологичности, практически отсутствуют процедуры инженерного поиска наименее затратных конструкторско-технологических решений и эффективной отработки конструкций на технологичность. В системах проектирования и анализа не используются коллективные экспертные знания и опыт для оптимизации затрат всех видов ресурсов при создании электронных приборов (ЭП) с высоким уровнем технологичности конструкций (ТК).

В настоящей статье предлагается система анализа технологичности ЭП, в основу которой положен метод измеряемых экспертных оценок технологичности. Автоматизированная система рекомендуется к использованию на ранних стадиях проектных работ и легко встраивается в системы CAD/CAE/CAM.

**Методика автоматизированного анализа технологичности электронных приборов.** В основу методики положен принцип учета и последующей минимизации разногласий групп экспертов — конструкторов-разработчиков и технологов-изготовителей (далее — разработчики и изготовители) по проектируемому ЭП — объекту экспертизы. В качестве управляющей информации рассматривается уровень разногласий специалистов по параметрам комплексной оценки ТК, представленным в виде качественных факторов и ориентированным на типовые конструкции изготовителя изделий и его производственно-технологическую базу. Предварительно с привлечением экспертов формируется перечень факторов технологичности по уровню информативности с учетом особенностей оцениваемого ЭП [1].

Схема проведения экспертного анализа ТК приведена на рисунке, она включает последовательность шагов по подготовке, реализации экспертизы, а также расчету и обсуждению результатов. В ходе подготовки экспертизы подбирается рабочая группа, которая затем формирует экспертные группы из числа специалистов — разработчика и изготовителя, — имеющих непосредственное отношение к разрабатываемому ЭП. Затем проводится отбор специалистов с использованием модели комплексной оценки компетентности эксперта [2]. Каждому эксперту из двух групп сообщается цель экспертизы, предоставляется перечень качественных факторов технологичности, а также электронная документация на изделие из ранее сформированных архивных баз данных [3].



На втором этапе начинается непосредственное получение от экспертов двух групп информации, используемой для прогнозирования ТК изделия. Эксперту предлагается упорядочить

качественные факторы по степени их отрицательного влияния на ТК разрабатываемого ЭП. Упорядочение проводится методом парных сравнений. По результатам построчного суммирования проводится ранжирование факторов ТК данного эксперта.

После парных сравнений эксперту предлагается провести непосредственное ранжирование факторов из того же списка для оценки воспроизводимости экспертной информации и дальнейшего отбора из числа экспертов, наиболее подходящих по уровню профессиональной компетентности. При этом различия в оценках одного и того же эксперта определяются в виде показателя степени коррелированности двух независимых ранжирований и позволяют судить о его компетентности.

На третьем этапе рабочей группой решаются вопросы обобщения индивидуальных оценок экспертов, определения согласованности внутри профессиональных групп и между ними, рассчитывается значение коэффициента ТК.

Результаты ранжирования качественных факторов технологичности компетентных экспертов двух групп являются исходной информацией, подлежащей дальнейшей статистической обработке для вычисления уровня ТК. Экспертиза будет считаться корректной и завершится в один цикл, если наблюдается согласованность точек зрения экспертов, входящих в одну группу. Разногласия между экспертами, принадлежащими к разным профессиональным группам, допускаются. Более того, эти разногласия по оценке отдельных факторов с точки зрения ухудшения ТК будут использоваться далее для определения уровня технологичности на ранних этапах проектирования.

Для оценки согласованности мнений экспертов внутри каждой из групп используется дисперсионный коэффициент конкордации  $W$  [4], который является оценкой истинного значения и, следовательно, представляет собой случайную величину. При числе факторов  $m > 7$  оценка значимости коэффициента конкордации может быть произведена по критерию Пирсона  $X^2$ . По вычисленному значению  $X^2$  определяется достоверность оценки коэффициента конкордации  $D(X^2)$ , которая представляет собой вероятность неслучайности вычисленной оценки  $W$ . Для определенного уровня значимости  $\alpha$  проверяется условие  $D(X^2) \geq 1 - \alpha$ . Если условие выполняется, то гипотеза о согласии экспертов внутри профессиональной группы принимается, в противном случае — отвергается, и тогда необходимо провести второй цикл экспертизы, предварительно ознакомив каждого эксперта с результатами предыдущего. Получив такую информацию, эксперты, как правило, корректируют свои оценки с учетом мнения группы, что способствует уменьшению разброса оценок.

После этого строятся обобщенные (согласованные) ранжирования по обеим группам экспертов по методу построения хемминговой метрики [5], когда информация о ранжировании представляется в виде матрицы отношений

$$P = \left\| p_{ij} \right\|_{m \times m},$$

где  $p_{ij}$  — элемент матрицы отношения произвольного ранжирования,  $p_{ij} = 1$ , если  $i$ -й объект (в нашем случае фактор ТК) не хуже  $j$ -го объекта ( $i > j$ ) и  $p_{ij} = 0$ , если  $i < j$ . Расстояние от произвольного ранжирования  $P$ , которому соответствует матрица  $\left\| p_{ij} \right\|$ , до всех ранжирований  $P_1, \dots, P_c$ , указанных экспертами, которым соответствуют матрицы отношений  $\left\| p_{ij}^{(1)} \right\|, \dots, \left\| p_{ij}^{(c)} \right\|$ , определяется как число поэлементных несовпадений матриц по формуле

$$d(P, P_m) = \sum_{v=1}^c \sum_{i < j} \left| p_{ij}^{(v)} - p_{ij} \right|,$$

где  $p_{ij}^{(v)}$  — элемент матрицы отношения  $v$ -го ранжирования (экспертов в группе),  $v = 1, 2, \dots, c$ .

Результирующее ранжирование должно быть расположено как можно ближе к ранжированиям  $P_1, \dots, P_c$ . Такое ранжирование называется медианой Кемени и определяется по формуле [6]

$$M^*(P_1, \dots, P_c) = \arg \min \sum_{v=1}^c d(p, p_v).$$

На заключительном этапе определяется коэффициент технологичности проектируемого ЭП на основе двух имеющихся ранжирований, обобщенных по группам разработчиков и изготовителей как коэффициент ранговой корреляции Кендэла [4]

$$K_T = \frac{2S'_0}{m(m-1)},$$

$$S'_0 = \sum_{q=1}^m \sum_{t=1}^m \text{sign} \left[ (r_t^{\text{кон}} - r_q^{\text{кон}})(r_t^{\text{тех}} - r_q^{\text{тех}}) \right].$$

где  $r_i^{\text{кон}}$  —  $i$ -й элемент вектора-столбца ранжирования, обобщенного по группе конструкторов-разработчиков изделия  $R^{\text{кон}} = \left\| r_1^{\text{кон}}, \dots, r_m^{\text{кон}} \right\|^T$ ;  $r_i^{\text{тех}}$  —  $i$ -й элемент вектора-столбца ранжирования, обобщенного по группе технологов-изготовителей  $R^{\text{тех}} = \left\| r_1^{\text{тех}}, \dots, r_m^{\text{тех}} \right\|^T$ .

Значимость коэффициента ранговой корреляции определяется для заданного уровня доверительной вероятности  $P_0$ . В контексте сформулированного выше принципа минимизации разногласий экспертов конструкция является достаточно технологичной, если наблюдается положительная корреляция обобщенных ранжирований при заданном уровне доверительной вероятности. При этом коэффициент  $K_T$  характеризует степень отработанности конструкции ЭП на технологичность. Если  $K_T < 0$ , то необходимо пересматривать принятые ранее схемотехнические, конструктивные или технологические решения с целью повышения ТК объекта. Решение этой задачи упрощается в связи с тем, что метод позволяет получать промежуточные результаты, отражающие распределение межгрупповых разногласий по отдельным факторам технологичности. Отработка ТК должна быть в первую очередь направлена на проведение работ, устраняющих максимальные разногласия по тем „узким“ местам в конструкции и технологии ЭП, которые снижают технологичность и могут с большей степенью вероятности проявить себя в дальнейшем при освоении и серийном выпуске.

**Построение информационной системы.** Графический интерфейс системы разработан с помощью объектно-ориентированного программирования на Delphi 5, в нем учтены опыт программистов и основные требования, предъявляемые к подобным системам.

Пользователь имеет возможность, полагаясь на собственную интуицию, проводить навигацию в системе и визуальное общение с ней. Запуск системы осуществляется в операционной среде Windows. Интерфейс реализован в виде главного меню, содержащего набор кнопок, каждая из которых имеет „выпадающий“ список опций. Справочная система содержит отдельные обучающие инструкции для руководителя проекта и экспертов, словарь терминов.

Модуль ввода и формирования исходных данных системы экспертного анализа предназначен для установки следующих начальных данных по оцениваемому объекту: наименования, уровня значимости внутригруппового согласия экспертов, уровня доверительной вероятности  $P_0$  для набора качественных факторов, ориентированных на данную конструкцию.

Доступ к модулю записи, корректировки и удаления информации имеет только руководитель проекта. Модуль снабжен средствами, обеспечивающими создание и ведение информационной базы исходных данных, многократно используемых в процессе обработки экспертных данных другими модулями системы.

В модуле опроса осуществляется диалоговая процедура опроса учетных данных эксперта (фамилия, инициалы, принадлежность к группе „изготовителей“ или „разработчиков“ изделия), а также последовательный опрос эксперта сначала в режиме парного сравнения качественных факторов ТК, а затем их непосредственного ранжирования по степени снижения технологичности. В конце процедуры данные сохраняются в отдельных рабочих файлах базы данных.

В модуле вычислений и статистического анализа осуществляется предварительная обработка данных, которая заключается в вычислении оценок компетентности экспертов, значимости этих оценок и сравнении их с заданным граничным уровнем. Данные экспертов со значимыми оценками записываются модулем в стандартном формате в два раздела библиотеки-архива — отдельно по разработчикам и изготовителям. Определяются данные обобщенных ранжирований по группам экспертов в виде медианы Кемени, проверяется значимость согласия экспертов.

Модуль расчета технологичности предназначен для определения ранговой корреляции Кендэла, характеризующей степень отработанности ЭП на технологичность. В модуле также осуществляется расчет уровня пофакторных разногласий между экспертами двух групп с выделением факторов с максимальным уровнем.

Модуль формирования выходных данных позволяет выводить на монитор или распечатывать на принтере таблицы по группам разработчиков и изготовителей, содержащие фамилии экспертов, оценки их компетентности и значения уровней достоверности этих оценок, значения коэффициентов конкордации и достоверностей их оценок, обобщенные по каждой группе специалистов, ранжирования факторов технологичности и достоверность их оценки, массив межгрупповых разногласий экспертов по отдельным факторам ТК, графики обобщенных ранжирований и пофакторных разногласий экспертов, значения корреляционного коэффициента технологичности с рекомендациями по направлениям отработки конструкции. Файлы с выходными данными хранятся в архиве системы.

Модуль сопряжения позволяет обеспечить выход экспертов и руководителя проекта в информационное пространство предприятия с целью просмотра и анализа электронных макетов, электронных и физических моделей, оцениваемых на ТК объектов, учета типовых решений по аналогам.

В базе данных реализована сегментация, позволяющая создавать разделы связанных друг с другом записей на основе критерия подобия. Структура базы данных системы удовлетворяет общим требованиям контроля за избыточностью, непротиворечивостью, целостностью данных, повышения скорости доступа к данным и их готовности к использованию, а также имеет развитые средства резервного копирования и восстановления данных.

Рассматриваемая система может успешно использоваться при выборе оптимальных вариантов конструкций ЭП за минимальное время с помощью возможностей анализа проекта, прогнозировании конструктивно-технологических изменений в изделии, разработке организационно-технических мероприятий по повышению уровня технологичности конструкций. Использование информационной системы на ранних стадиях разработки ЭП дает наибольший эффект, так как изменение уровня ТК на этих этапах не требует таких значительных затрат, как на этапах его технологической подготовки и серийного выпуска.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Ирзаев Г. Х.* Алгоритм формирования множества факторов в задаче прогнозирования технологичности изделий // *Материалы и технологии XXI века: Сб. матер. Всеросс. НТК. Ч. 2. Пенза, 2001. С. 123—125.*
2. *Ирзаев Г. Х.* Модель оценки качества эксперта при прогнозировании технологичности электронных средств // *Основные научные направления ДагГТУ. Махачкала: РИО ДГТУ, 2002. С. 208—211.*
3. *Ирзаев Г. Х.* Разработка методов организации экспертизы по прогнозированию технологичности радиоэлектронных средств // *Вестн. ДГТУ. Технические науки. 2005. № 7. С. 58—61.*
4. *Кендэл М.* Ранговые корреляции. М.: Статистика, 1975.
5. *Евланов Л. Г.* Теория и практика принятия решений. М.: Экономика, 1984.
6. *Кемени Д., Снелл Д.* Кибернетическое моделирование. М.: Сов. радио, 1972.

Рекомендована университетом

Поступила в редакцию  
17.04.07 г.

---

---

## ИНФОРМАЦИЯ

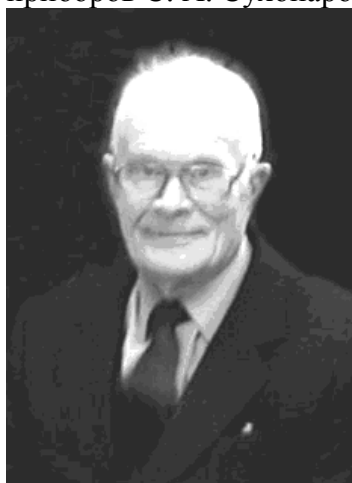
---

---

### СЕРАФИМ АЛЕКСАНДРОВИЧ СУХОПАРОВ

#### К 90-летию со дня рождения

Второго марта 2008 г. исполнилось 90 лет члену редколлегии журнала „Известия вузов. Приборостроение“ профессору кафедры компьютеризации и проектирования оптических приборов С. А. Сухопарову.



Серафим Александрович — известный ученый-оптотехник. В 1936 г. он поступил лаборантом на Государственный оптический завод (ныне фирма ЛОМО). Работу он совмещал с учебой в Ленинградском институте точной механики и оптики (ЛИТМО), который закончил в 1943 г. Во время блокады Ленинграда, работая на заводе ГОМЗ, а затем, будучи в эвакуации, — на Казанском оптическом заводе, Серафим Александрович занимался созданием необходимых для советской армии военно-оптических приборов. В 1945 г. он работал в комиссии по демилитаризации фирмы Carl Zeiss, изучая ее достижения и опыт, а также привлекал специалистов этой фирмы для работы по контрактам на оптических заводах нашей страны.

Серафим Александрович занимался исследованиями и разработкой теории нерасстраивающихся оптических приборов, методов их расчета, юстировки и контроля. В 1955 г. С. А. Сухопаров защитил кандидатскую диссертацию, в это время он возглавлял на заводе ЛОМО исследовательскую лабораторию. В 1957 г. С. А. Сухопаров был назначен главным инженером ЦКБ ЛОМО.

В 1968 г. Серафим Александрович защитил докторскую диссертацию, получил должность и затем звание профессора. В 1970 г. он был избран заведующим кафедрой специальных оптических приборов (на которой он работал доцентом с 1959 г.), а также деканом созданного им факультета повышения квалификации преподавателей ЛИТМО.

Кафедру специальных оптических приборов С. А. Сухопаров возглавлял более 15 лет (до 1986 г.), после чего передал ее своему преемнику, чтобы высвободить больше времени для научно-педагогической работы. Серафим Александрович являлся научным руководителем 12 кандидатов наук и научным консультантом нескольких докторантов. Им опубликовано 3 монографии, более 120 статей и докладов, получено 32 авторских свидетельства и патента на изобретения.

Серафим Александрович как ученый, прошедший большую производственную школу, отличается тем, что все проводимые им научные исследования направлены на решение конкретных научных и технических проблем и задач. Он полон идей и предложений по совершенствованию учебно-научной подготовки студентов. Серафиму Александровичу свойственна исключительная порядочность, любовь к студентам, сотрудникам университета, готовность прийти на помощь.

Сердечно поздравляем юбиляра, желаем ему крепкого здоровья, энергии и успехов во всех его делах.

*Редакционная коллегия*



## РЕФЕРАТЫ

УДК 621.197; 621.396.98

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АДАПТИВНОГО МЕТОДА СОПРЯЖЕННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ ИОНОСФЕРЫ / Т. О. МЫСЛИВЦЕВ, В. Ф. ИВАНОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 3—8.**

Рассматривается применение модификации метода сопряженных направлений для решения задачи коррекции параметров модели полного электронного содержания Клобучара по данным однопозиционных двухчастотных навигационных измерений аппаратуры потребителей спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС/GPS.

Ил. 4, библиогр. 11.

УДК 62–50

**СТАБИЛИЗАЦИЯ ПРОГРАММЫ ПОЛЕТА И УПРАВЛЯЕМОСТЬ АВТОНОМНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ С НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКОЙ / А. В. ТИМОФЕЕВ, Ю. К. ЗОТОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 9—13.**

Рассматривается задача построения математических моделей динамики пространственного движения центра масс автономного летательного аппарата как твердого тела и изучения его динамики при различных законах управления. Для широкого класса нелинейных моделей динамики автономных летательных аппаратов получены критерии их обратимости, управляемости, стабилизируемости и декомпозируемости. Синтезированы в аналитическом виде программные движения и программные управления автономных летательных аппаратов, а также алгоритмы робастной стабилизации программных движений. Предложены нелинейные канонические преобразования координат пространства состояний и управлений, упрощающие синтез и анализ декомпозирующих высококачественных алгоритмов управления полетом автономных летательных аппаратов с обратимыми нелинейными моделями динамики.

Библиогр. 12.

УДК 621.396.96

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ ПРИЕМА СИГНАЛА С ПРОСТРАНСТВЕННО РАЗНЕСЕННЫМИ СВЕРХМАЛЫМИ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ / В. В. ВОЗНЮК, С. А. ЗАЙЦЕВ, Д. А. ТОЛСТОУХОВ, О. А. БУЛАЕВ, Н. В. ГУСАКОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 13—17.**

Рассмотрен способ оценки времени задержки поступления сигнала с неизвестными параметрами на сверхмалые космические аппараты-ретрансляторы перспективной системы радиотехнического контроля и мониторинга для решения задачи определения местоположения источника сигнала разностно-дальномерным методом.

Ил. 1, библиогр. 4.

УДК 621.396.6.001.4

**КОНТРОЛЬ КАЧЕСТВА УЗЛОВ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ МНОГОФАКТОРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА / А. А. НОСЕНКОВ, С. В. ПОКИДЬКО, М. И. СОКОЛОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 21—24.**

Рассмотрена возможность использования математического планирования эксперимента с малой выборкой для формирования критериев качества электронных устройств.

Ил. 1, табл. 1, библиогр. 5.

УДК 62.50:681.2(045)

**ФАКТОР КАНАЛЬНОЙ СРЕДЫ В ЗАДАЧЕ СИНТЕЗА ЦИФРОВОГО ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНЫМ ОБЪЕКТОМ / Н. Ю. БОЖЕНКОВА, О. С. ОСИПЦЕВА, А. В. УШАКОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2007. Т. 50, № 31. С. 21—25.**

Рассматриваются проблемы цифрового дистанционного управления с учетом фактора канальной среды. Задача решается на основе редуцированного дискретного модельного представления агрегированного объекта „исходный технический объект—канальная среда“ с агрегированным интервалом дискретности. Предлагается алгоритм синтеза управления.

Библиогр. 9.

УДК 62.523 621.314.5 621.316.72

**СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ КОНДИЦИОНЕРОМ ЭЛЕКТРОСЕТИ / М. Р. ГОНЧАРЕНКО, А. С. ИСАКОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 26—31.**

Активные кондиционеры силовой сети, построенные на основе векторных систем управления и трехфазных автономных инверторов напряжения с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией на базе IGBT-модулей, предназначены для компенсации гармонических составляющих, искажающих форму тока в сети. Подключенные к силовой сети параллельно нелинейной нагрузке, они генерируют в сеть гармонические составляющие тока, равные по амплитуде и противоположные по знаку гармоническим составляющим тока от нелинейной нагрузки. Система управления позволяет компенсировать высшие гармоники и реактивную составляющую тока, тем самым увеличивая уровень полезной мощности.

Ил. 4, библиогр. 4.

УДК 519.87

**МОДЕЛИ АДАПТИВНОГО ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАГРУЗКИ В КЛАСТЕРНЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ / В. А. ГОНЧАРЕНКО // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 32—37.**

Рассматривается один из архитектурных подходов к повышению устойчивости функционирования вычислительных систем — кластерное построение с адаптивной организацией обслуживания вычислительной нагрузки. Описаны модели перераспределения вычислительной нагрузки в кластерной системе. Приведены варианты организации работы адаптивных алгоритмов диспетчеризации. Разработана модель с диспетчеризацией — система с присоединением к кратчайшей очереди и переходами между очередями. Описан алгоритм функционирования системы, найдены основные вероятностно-временные характеристики.

Ил. 4, библиогр. 5.

УДК 004.56.053

**МЕТОДИКА ОЦЕНИВАНИЯ РИСКА В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ / А. К. МАНКЕВИЧ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 38—42.**

Рассматривается распределенная вычислительная система, находящаяся в условиях информационного противоборства. Предложена методика оценивания риска в процессе управления рисками, позволяющего обеспечить требуемое состояние распределенной вычислительной системы. За счет оценивания риска через показатели состояния системы, выявления рискованных ситуаций, принятия решения по выбору наборов механизмов защиты, снижающих риск, обеспечивается требуемый уровень состояния распределенной вычислительной системы.

Ил. 1, библиогр. 5.

УДК 621.833

**РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ДИСКРЕТНОСТИ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ЧИСЕЛ ЗУБЧАТЫХ ПЕРЕДАЧ ВНЕШНЕГО ЗАЦЕПЛЕНИЯ / С. С. КИСЕЛЕВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 43—44.**

В работе установлена закономерность распределения дискретности передаточных чисел для всего диапазона используемых чисел зубьев шестерни и колеса любого вида передач внешнего зацепления.

Ил. 2, библиогр. 1.

УДК 621.396:535.853

**ТРАНСПОНИРОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА СИГНАЛА И ЕГО КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА / А. Б. АТНАШЕВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 45—49.**

При обнаружении подвижных объектов вследствие доплеровского сдвига частоты возникают затруднения в приеме и обработке широкополосных эхо- или связанных сигналов. В статье рассматривается способ компенсации доплеровского сдвига частоты. Показано, что доплеровский сдвиг частоты эквивалентен мультипликативному переносу частотного спектра. Компенсация сдвига частоты сигнала может быть осуществлена также за счет мультипликативного преобразования частотного спектра, выполняемого, например, путем транспонирования частоты, основанного на монотонном сдвиге значений сигнала во времени. При этом становится возможной оптимальная обработка широкополосных сигналов посредством вычисления взаимной корреляционной функции принятого сигнала и записанного в памяти опорного сигнала, возникает возможность использования для локации подвижных объектов и связи сигналов любой структуры, в частности, сигналов, представляющих случайный процесс, благодаря чему в канале связи обеспечивается скрытность передачи информации, при анализе одного и того же эхо-сигнала определяется скорость объекта и его дальность, соответственно повышается селективность обнаружения объектов.

Ил. 5, библиогр. 12.

УДК 535.211

**ТЕРМОДИФфуЗИОННЫЙ МЕХАНИЗМ ИЗМЕНЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ПРОПУСКАНИЯ ДВУХКОМПОНЕНТНОЙ СРЕДЫ / В. И. ИВАНОВ, А. И. ЛИВАШВИЛИ, К. Н. ОКИШЕВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 50—53.**

Проанализирован термодиффузионный механизм просветления (поглощения) жидкофазной среды с поглощающими частицами под действием лазерного излучения. Экспериментально продемонстрирована возможность использования метода самоиндуцированного просветления для определения термодиффузионной постоянной водной суспензии частиц углерода.

Ил. 5, библиогр. 6.

УДК 621.396.946

**ОСОБЕННОСТИ СОВРЕМЕННОГО ЭТАПА РАЗВИТИЯ ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЙ МЕЖСПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ / С. В. ГАВРИЛЕНКО, Н. Н. ФЕОКТИСТОВ, Д. К. ХЕГАЙ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 54—60.**

Проанализированы основные исследовательские и экспериментальные работы по вопросам построения оптических линий межспутниковой связи. Представлены основные направления работ и достижимые уровни характеристик терминалов, создаваемых по перспективным программам.

Табл. 1, библиогр. 16.

УДК 681.78.01

**МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ ОБОБЩЕННОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ / И. П. ТОРШИНА // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 61—65.**

Рассматриваются обобщенная компьютерная модель оптико-электронной системы (ОЭС) и методы моделирования фоно-целевой обстановки работы ОЭС.

Ил. 2, библиогр. 10.

УДК 621.384:658.512

**СИСТЕМА ЭКСПЕРТНОГО АНАЛИЗА ТЕХНОЛОГИЧНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ / Г. Х. ИРЗАЕВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 66—71.**

Предлагается методика, в основе которой лежит принцип учета разногласий между экспертами (разработчиками и изготовителями) по качественным параметрам комплексной оценки технологичности конструкции электронного прибора на ранних этапах проектирования. На основе полученных в ходе экспертизы обобщенных ранжирований вычисляется значение технологичности как коэффициент ранговой корреляции Кендэла.

Разработана информационная система с удобным интерфейсом и многомодульной структурой, позволяющая разработчикам принимать технологичные конструкторские решения в течение минимального времени.

Ил. 1, библиогр. 6.