

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

- Парамонов И. Ю., Смагин В. А. Объемная информационная сеть и ее свойства 5
Дударенко Н. А., Полинова Н. А., Сержантова М. В., Ушаков А. В. Кратные би-
номиальные структуры в задаче аппроксимации динамических цепей, содержа-
щих звено чистого запаздывания..... 12

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Неугодникова Л. М. Задача планирования действий информационного беспилотно-
го летательного аппарата..... 18
Аверкиев Н. Ф., Салов В. В., Жаткин А. Т., Киселев В. В. Модификация балли-
стической структуры орбитальной группировки космических аппаратов на осно-
ве принципа оптимального управления 23
Мальцев Г. Н., Афонин Г. И. Оптимизация параметров адаптивного контура сле-
дящей системы автоматического управления на основе анализа частотной харак-
теристики..... 26
Колола А. Л., Попов С. О. Оптимизация автоматизированной системы контроля
и учета энергоресурсов 32

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Мамедов Н. Я., Абдуллаев Н. Т., Агаева Г. С. Численный алгоритм спектрального
анализа измерительных сигналов 37
Щеглов К. А., Щеглов А. Ю. Метод контроля доступа к файлам на основе их руч-
ной и автоматической разметки..... 41

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

- Артюшенко В. М., Воловач В.И., Иванов В. В. Статистические характеристики
сигналов и помех радиотехнических устройств ближнего действия..... 46
Вагугин М. А. Нелинейное звено с запаздыванием для автоколебательного акселе-
рометра 51

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

- Ефремов В. С., Макарова Д. Г., Шлишевский В. Б. Условия построения двухком-
понентных жидкостных систем переменного увеличения..... 55
Сухов Т. М. Реализация принципа постоянной цветовой яркости для систем коди-
рования видеоинформации..... 60

Аллес М. А., Соколов С. В. Оптический генератор импульсных последовательностей.....	64
Голубева А. Ю., Иванов А. И., Прокопенко В. Т. Компьютерное моделирование светодиодных светильников.....	66
Смирнов А. П., Романова Т. Л. Стабилизация космической платформы с помощью трех автоколлиматоров.....	69
ТЕХНОЛОГИЯ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ	
Гончаров И. Н., Козырев Е. Н., Аскеров Р. О. Исследование вторично-эмиссионной способности многоканальных электронных умножителей на пористых анодированных структурах.....	76
МЕТОДИЧЕСКИЕ РАЗРАБОТКИ	
Марчук С. М. Использование среды MathCAD для расчета оптических систем в области аберраций третьего порядка.....	81
КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ	
Алёхин А. А., Перетягин В. С. Двухканальная оптико-электронная система цветового анализа минералов.....	90
Павленко Н. А., Петухова Д. Б. Возможности оптического метода обогащения минерального сырья.....	91
SUMMARY (<i>перевод Ю. И. Копилевича</i>).....	94

CONTENTS

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

- Paramonov I. Yu., Smagin V. A.** Volumetric Information Network and Its Properties 5
- Dudarenko N. A., Polinova N. A., Serzhantova M. V., Ushakov A. V.** Multiple Binomial Structures in the Problem of Approximation of Dynamic Circuit with a Pure Delay Unit 12

DEVICES AND SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL

- Neugodnikova L. M.** Problem of Action Planning for Unmanned Aerial Vehicle 18
- Averkiev N. F., Salov V. V., Zhatkin A. T., Kiselev V. V.** Modification of Ballistic Structure of Orbital Constellation of Spacecraft on the Base of the Optimal Control Principle 23
- Maltsev G. N., Afonin G. I.** Optimization of Parameters of the Adaptive Loop in Automatic Control System Follower on the Base of Frequency Characteristic Analysis 26
- Kolola A. L., Popov S. O.** Optimization of Automatic System for Control over Energy Consumption 32

COMPUTING TECHNIQUE

- Mamedov N. Ya., Abdullaev N. T., Agaeva G. S.** Numerical Algorithm of Spectral Analysis of Measuring Signals 37
- Shcheglov K. A., Shcheglov A. Yu.** Method of Files Access Control Based on Manual and Automatic Files Marking 41

ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

- Artyushenko V. M., Volovach V. I., Ivanov V. V.** Statistical Characteristics of Signals and Noise in Short-Range Radio Devices 46
- Vatutin M. A.** Nonlinear Unit with Delay for Self-Oscillatory Accelerometer 51

OPTICAL AND OPTO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND SYSTEMS

- Efremov V. S., Makarova D. G., Shlishevsky V. B.** Conditions on Design of Two-Component Liquid Systems with Variable Magnification 55
- Sukhov T. M.** Implementation of the Constant Color Brightness Principle in Encoding Video Systems 60
- Alles M. A., Sokolov S. V.** Optical Generator of Pulse Sequences 64
- Golubeva A. Yu., Ivanov A. I., Prokopenko V. T.** Computer Modeling of LED-based Illuminating Lamp 66
- Smirnov A. P., Romanova T. L.** Stabilization of Space Platform with the Use of Three Autocollimators 69

INSTRUMENT-MAKING TECHNOLOGY

- Goncharov I. N., Kozyrev E. N., Askerov R. O.** Research into Secondary-Emission Ability of Channel Electronic Multipliers on Porous Anodized Structures..... 76

DEVELOPMENT IN TEACHING METHODOLOGY

- Marchuk S. M.** MathCAD as a Tool for Optical System Design Based on Third-Order Aberration Theory..... 81

BRIEF NOTES

- Alekhin A. A., Peretyagin V. S.** Dual-Channel Optical-Electronic System for Mineral Color Analysis..... 90

- Pavlenko N. A., Petukhova D. B.** Potentialities of Optical Method for Ore Dressing 91

- SUMMARY** 94

Editor-in-Chief E. B. Yakovlev

И. Ю. ПАРАМОНОВ, В. А. СМАГИН

ОБЪЕМНАЯ ИНФОРМАЦИОННАЯ СЕТЬ И ЕЕ СВОЙСТВА

Исследуется информационная сеть в виде куба, в вершинах которого расположены соединенные постоянными вероятностными связями узлы, выполняющие функцию обработки информации. Оценивается количество информационной работы сети в виде функции распределения плотности вероятности. Рассмотрены преимущества объемной сети относительно сетей с плоской топологией. Предложена вероятностная модель учета влияния внешних воздействий на узлы сети и приведен пример расчета количества работы сети при воздействии на ее первый узел.

Ключевые слова: объемная сеть, топология, функция распределения, информационная работа, матрица, преобразование Лапласа, нанотехнологии.

Введение. В работах, посвященных исследованию принципов функционирования информационных сетей, рассматриваются, как правило, сети плоской структуры. Такие сети характеризуются тем, что при изображении их на плоскости линии связи между узлами не имеют пересечений. Это относится, в том числе, к работам [1, 2], в которых оценивается количество выполненной сетью информационной работы.

Исследования эффективности информационных сетей, ограниченные рассмотрением сетей только с плоской топологией, являются недостаточными. В реальных условиях многие информационные сети имеют пространственную 3D-структуру. Топология этих сетей может быть различной. Одной из простых объемных структур сети является куб.

В работах [3, 4] впервые рассмотрена объемная структура типа куб, ребра которого по сути представляют собой электронные элементы (резисторы, конденсаторы, полупроводниковые приборы, катушки индуктивности), обладающие только одним видом неисправности (ложный обрыв или ложное замыкание). Было показано, что объемная структура обладает повышенной надежностью.

В настоящей статье объектом исследования также является кубическая структура, но состоящая не из электронных элементов, а из информационных узлов, соединенных линиями связи. Узлы обладают некоторой пропускной способностью, измеряемой количеством информационных единиц в единицу времени. Обработка информации осуществляется каждым узлом в течение случайного интервала времени, определяемого некоторым распределением вероятностей.

Расчет количества информационной работы сети при отсутствии внешних воздействий. При первом допущении предполагается, что узлы куба не подвергаются внешним дестабилизирующим воздействиям.

Рассмотрим математическую формализацию задачи. Дана объемная сеть с одним источником, M узлами и одним стоком. Заданы плотность вероятности времени пребывания заявки

в узле сети $f_i(t)$, вероятности переходов между узлами p_{ij} , $i, j = 0, 1, 2, \dots, M$, а также пропускная информационная способность узла I_i . Требуется определить количество информационной работы сети g_i как вероятность того, что эта величина принимает значение не менее заданного (аналог функции надежности в теории надежности).

Для решения задачи первоначально составляется матрица переходов $G(s)$ между узлами сети, содержащая $M + 1$ строк и $M + 1$ столбцов. Элемент $p_{ij}g_i(s)$ матрицы $G(s)$ определяет вероятность перехода из i -го узла в j -й. Изображение Лапласа плотности вероятности количества информационной работы i -го узла $g_i(s)$ определяется последовательно в результате двух преобразований над $f_i(t)$:

$$g(t) = \frac{1}{I_i} f_i\left(\frac{t}{I_i}\right), \quad g_i(s) = \int_0^{\infty} e^{-sz} g(t) dt,$$

где s — переменная Лапласа.

После заполнения матрицы $G(s)$ элементами составляется матрица $T(s)$:

$$T(s) = \mathbf{1} + G(s) + G^2(s) + \dots = \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1} - G(s)}, \quad (1)$$

где $\mathbf{1}$ — единичная матрица.

В соответствии с правилом вычисления обратной матрицы элемент (i, j) определяется как

$$Y_{i,j}(s) = A_{j,i}(s) / R(s), \quad (2)$$

где $A_{j,i}(s)$ — алгебраическое дополнение элемента (i, j) матрицы $\mathbf{1} - G(s)$, $R(s)$ — главный определитель матрицы $\mathbf{1} - G(s)$.

Из формул (1) и (2) следует, что преобразование Лапласа плотности вероятности количества работы сети будет равно

$$Y_{0,M+1}(s) = A_{M+1,0}(s) / R(s).$$

Обозначим как $Q(s)$ матрицу, получаемую удалением из матрицы $\mathbf{1} - G(s)$ $(M + 1)$ -й строки и нулевого столбца, а как $K(s)$ — определитель матрицы $Q(s)$. Величина

$$Y(s) = \frac{K(s)}{R(s)}$$

— есть изображение Лапласа плотности вероятности количества выполненной сетью информационной работы.

Вычислив значения $K(s)$ и $R(s)$, можно определить начальные моменты искомой плотности распределения количества информационной работы сети, а по начальным моментам можно найти аппроксимирующую функцию распределения.

Пример. Рассмотрим объемную структуру — куб, в вершинах которого расположены узлы, выполняющие функцию обработки информации (рис. 1). Последовательность инициации работы узлов определяется линиями связи между ними (обозначены стрелками).

Предположим, что пропускные способности всех узлов одинаковы и равны $I = 10$ операций·с⁻¹, время обработки информации узлами также одинаково и распределено по нормальному закону с математическим ожиданием $m = 20$ и среднеквадратическим отклонением $\sigma = 5$. Плотность вероятности времени работы всех узлов определяется как

$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} e^{-\frac{(t-m)^2}{2\sigma^2}}$, а плотность вероятности количества работы узлов с учетом пропускной способности — как $g(t) = \frac{1}{I} f\left(\frac{t}{I}\right)$.

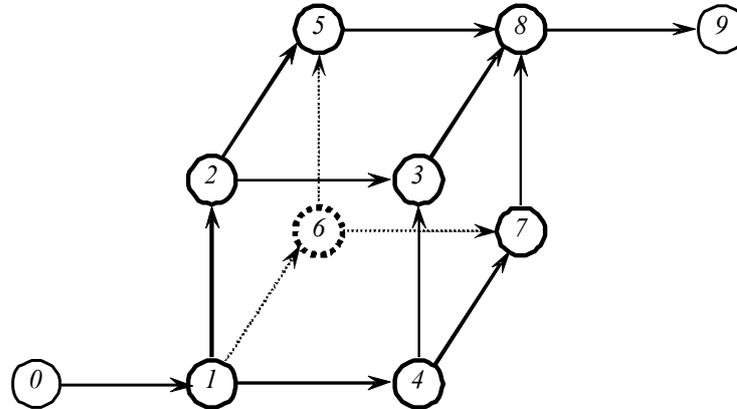


Рис. 1

Для сокращения времени вычислений перейдем от непрерывного представления указанных плотностей вероятностей к их аппроксимации по методу моментов на основе гипердельтовой аппроксимации [5]. Ограничившись тремя начальными моментами распределений, для нормального закона получим

$$f(t) = \frac{1}{2}(\Delta(t - m + \sigma) + \Delta(t - m - \sigma)), \quad g(t) = \frac{1}{2}(\Delta(t - I(m - \sigma)) + \Delta(t - I(m + \sigma))). \quad (3)$$

С использованием изображений Лапласа выражения (3) принимают следующий вид:

$$f(s) = \frac{1}{2}[e^{-(m-\sigma)s} + e^{-(m+\sigma)s}], \quad g(s) = \frac{1}{2}[e^{-I(m-\sigma)s} + e^{-I(m+\sigma)s}]. \quad (4)$$

Примем следующие значения для вероятностей переходов между узлами сети:

$$p_{12} = \frac{1}{3}, p_{16} = \frac{1}{3}, p_{14} = \frac{1}{3}, p_{25} = \frac{1}{2}, p_{23} = \frac{1}{2}, p_{65} = \frac{1}{2}, p_{67} = \frac{1}{2}, p_{43} = \frac{1}{2},$$

$$p_{47} = \frac{1}{2}, p_{58} = 1, p_{38} = 1, p_{78} = 1.$$

Составим матрицы $\mathbf{1} - G(s)$ и $Q(s)$:

$$\mathbf{1} - G(s) = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -p_{12}g(s) & 0 & -p_{14}g(s) & 0 & -p_{16}g(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -p_{23}g(s) & 0 & -p_{25}g(s) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -p_{38}g(s) \\ 0 & 0 & 0 & -p_{43}g(s) & 1 & 0 & 0 & -p_{47}g(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -p_{58}g(s) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -p_{65}g(s) & 1 & -p_{67}g(s) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -p_{78}g(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (5)$$

$$Q(s) = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -p_{12}g(s) & 0 & -p_{14}g(s) & 0 & -p_{16}g(s) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -p_{23}g(s) & 0 & -p_{25}g(s) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -p_{38}g(s) \\ 0 & 0 & -p_{43}g(s) & 1 & 0 & 0 & -p_{47}g(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -p_{58}g(s) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -p_{65}g(s) & 1 & -p_{67}g(s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -p_{78}g(s) \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Таким образом, изображение Лапласа плотности вероятности количества выполненной работы сети

$$Y(s) = \frac{1}{8} (e^{-450s} + 3e^{-550s} + 3e^{-650s} + e^{-750s}).$$

Определим начальные моменты данной плотности вероятности $g(t)$:

$$v_0 = 1, \quad v_1 = 600 \text{ операций}, \quad v_2 = 367\,500 \text{ операций}^2.$$

Используя аппроксимацию нормальной плотностью, получаем: константа нормирования плотности $C_a = 1$, среднее квадратическое отклонение $\sigma_a = 86,603$, коэффициент вариации $\eta_a = 0,144$. Обозначив полученную плотность как $g_a(t)$, вычислим вероятность выполнения работы сетью и сравним ее с вероятностью выполнения работы одним узлом сети (рис. 2):

$$P_a(t) = \int_t^{\infty} g_a(t) dt, \quad P(t) = \int_t^{\infty} g(t) dt.$$

Результат сравнения данных вероятностей определяется как (рис. 3)

$$E(t) = \frac{1 - P_a(t)}{1 - P(t)}.$$

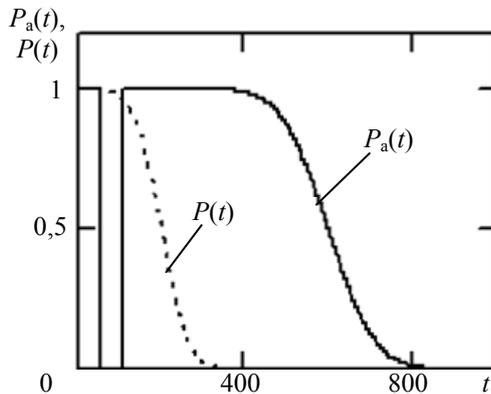


Рис. 2

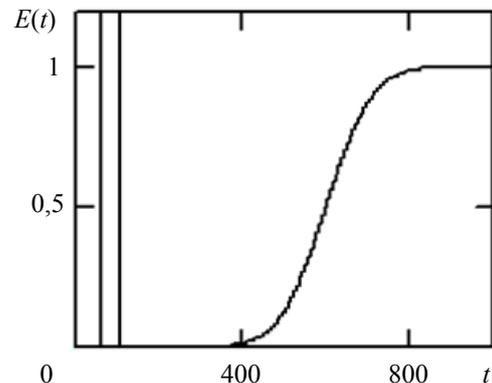


Рис. 3

З а м е ч а н и е. По оси абсцисс на рис. 2 и 3 (и всех последующих) под аргументом t следует понимать не время, а количество выполненной работы, измеряемое числом информационных операций.

Пренебрегая „провалом“ графика $P_a(t)$, что обусловлено низкой точностью вычислений, можно констатировать достаточно эффективное функционирование сети по сравнению с эффективностью работы одного ее узла. Кроме того, следует заметить, что если коэффициент вариации для одного узла составляет $\eta = 0,25$, то для сети в целом этот коэффициент $\eta_a = 0,145$.

Сравнительный анализ трех сетевых структур. Сравним по количеству выполняемой информационной работы кубическую сетевую структуру с двумя необъемными структурами.

Первая структура параллельная, содержащая восемь узлов, из которых один узел образует сток, один — исток, а остальные шесть узлов функционируют параллельно. При этом полагается, что исток связан с каждым из шести параллельных узлов с вероятностью $1/6$.

Вторая структура последовательная. Все восемь узлов сети соединены в одну линейку, поэтому переходы между ними выполняются с вероятностями, равными единице.

Процедура расчета количества работы данных плоских сетей аналогична описанной выше: строятся матрицы переходов для структур $G(s)$, затем матрицы $1-G(s)$, $Q(s)$, после чего определяются плотности вероятностей количества выполняемой работы. Были получены следующие числовые значения параметров нормальных распределений: для кубической структуры $m_k = 600$, $\sigma_k = 87$; для параллельной структуры $m_{\text{п}} = 400$, $\sigma_{\text{п}} = 87$; для последовательной структуры $m_{\text{посл}} = 1400$, $\sigma_{\text{посл}} = 132$. Коэффициенты вариаций соответственно равны $\eta_k = 0,144$, $\eta_{\text{п}} = 0,177$, $\eta_{\text{посл}} = 0,094$. На рис. 4 представлен график плотностей распределения времени работы для трех сетевых структур.

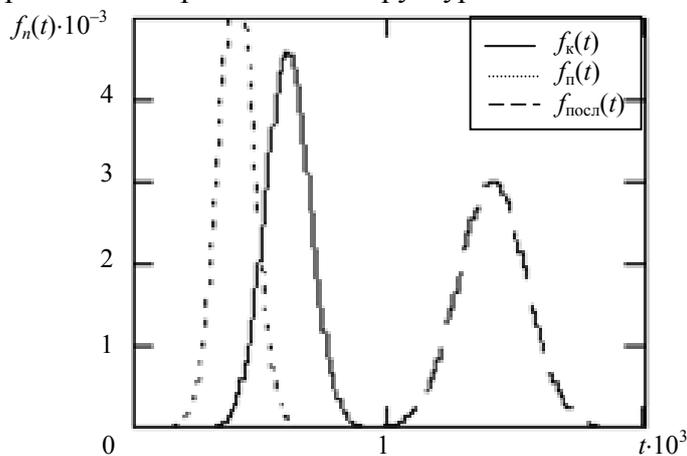


Рис. 4

Анализ рис. 4 показывает, что при сделанных допущениях наиболее „слабой“ является параллельная структура, наиболее „сильной“ — последовательная, а кубическая структура занимает промежуточное положение.

Следует подчеркнуть, что при сравнении трех структур сетей во внимание принималось только количество информационной работы при вероятностных связях между узлами; при анализе не учитывалась надежность и „живучесть“ узлов.

Примечание. В качестве информации, предвещающей исследования по влиянию внешних возмущений на работу сетевых структур, следует напомнить о принципе функциональной эффективности, сформулированном В. Г. Хорошевским [6]. Суть этого принципа наиболее просто можно представить на примере расчета количества эффективной информационной работы ненадежной системы:

$$W(t) = ItP'(t), \quad (7)$$

где $P'(t)$ — вероятность отсутствия отказа системы в течение времени t .

Количество работы (7) достигает максимума при времени функционирования системы, удовлетворяющем уравнению

$$t_0 = 1/\lambda(t_0),$$

где $\lambda(t)$ — интенсивность отказа невосстанавливаемой системы, тогда $W_{\text{max}}(t_0) = It_0P(t_0)$.

Следовательно, каждый узел сети обладает при определенных условиях максимальной потенциальной эффективностью и соответственно влияет на эффективность функционирования

сети при воздействии определенных внешних и внутренних факторов, вызывающих деградацию сети. Поэтому определение количества работы сети при влиянии на ее узлы возмущающих воздействий — важная и трудная задача, решение которой возможно пока лишь поэтапно при последовательном снижении жесткости ограничений, накладываемых на сеть. Объемная сеть при определенной топологии должна обладать компенсационным информационным эффектом. Можно предположить, что он достигается при сравнительно небольшом количестве узлов сети. Однако решить подобную задачу пока не представляется возможным.

Перечислим основные задачи, наиболее важные для практики построения объемных информационных сетей:

— построение сетей с определенной производительностью, устойчивых к внутренним и внешним возмущающим воздействиям;

— определение в сетях предпочтительных путей передачи для обработки информации, удовлетворяющих некоторым ограничивающим факторам;

— синтез предпочтительных путей обработки информации.

Решение данных задач может быть основано только на детальном количественном исследовании свойств сетей.

Оценивание влияния внешних возмущающих факторов на элементы сети. Элементами сети являются узлы и линии связи между ними. При расчетах целесообразно (наиболее просто) учитывать разрушение линий связи. Для этого следует в матрицах, применяемых при расчете количества работы сети, домножать вероятности переходов между узлами на вероятности неразрушения (известные) тех или иных линий связи.

Исследование влияния разрушения узлов на эффективность работы сети — более трудная задача. Возможность и результативность ее решения зависят от расположения узла в сети и модели внешнего воздействия. В качестве примера остановимся на решении задачи, когда внешнее возмущение влияет на наиболее важный для работоспособности сети узел. Таким узлом является узел I (см. рис. 1), непосредственно связанный с истоком сети.

Рассмотрим следующую приближенную модель. Распределение времени работы узла сети оценим распределением времени действия внешнего возмущения. Для полученного распределения необходимо найти плотность вероятности количества работы узла в преобразовании Лапласа. Исследуем эту модель на примере учета влияния внешнего возмущения на узел I сети. Пусть наряду с изображением Лапласа исходной плотности вероятности времени работы узла $f(s)$ (см. формулу (4)) задано изображение Лапласа плотности вероятности времени воздействия на узел ($v(s)$):

$$f(s) = \frac{1}{2} [e^{-(m-\sigma)s} + e^{-(m+\sigma)s}], \quad v(s) = \frac{1}{2} [e^{-(m_v-\sigma_v)s} + e^{-(m_v+\sigma_v)s}],$$

где $m_v = 9,898$, $\sigma_v = 2,939$.

Объединив эти нормальные распределения с учетом параметра $I = 10$ операций \cdot ч $^{-1}$, получим выражение для изображения Лапласа плотности вероятности количества работы, которое следует подставить в матрицы $G(s)$ и $Q(s)$ вместо $g(s)$ для первого узла сети:

$$g_v(s) = \frac{1}{2} (e^{-70s} + e^{-130s}).$$

Далее выполняются все вычисления, аналогичные приведенным в примере. На рис. 5 приведен график плотностей вероятности количества информационной работы сети при отсутствии воздействия на ее узел ($w(t)$) и при наличии воздействия ($w_v(t)$).

На рис. 6 представлены следующие графики: $P(t)$ — вероятность того, что количество работы сети не менее заданного значения (по оси абсцисс) при отсутствии воздействия на

узел I ; $P_v(t)$ — то же, при наличии воздействия на узел I ; $P_g(t)$ — вероятность того, что количество работы одного узла при отсутствии воздействия не менее заданного.

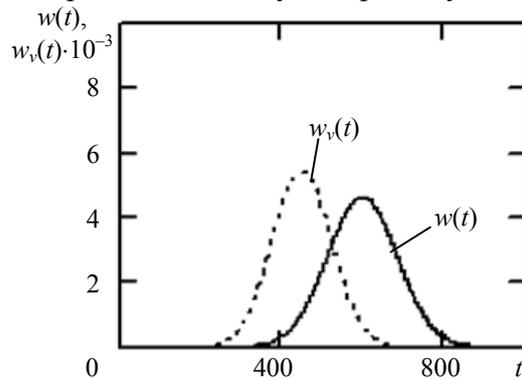


Рис. 5

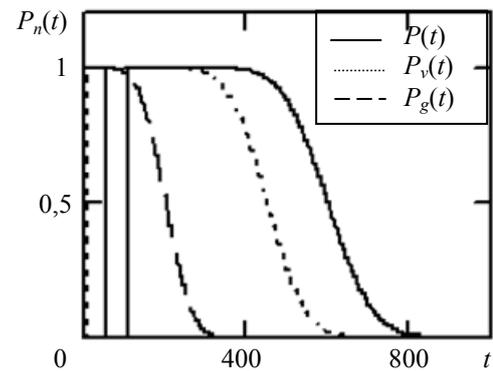


Рис. 6

Анализ рис. 5 и 6 показывает, что при наличии внешнего воздействия на узел I эффективность работы сети снижается.

Введем функции выигрыша по количеству невыполненной сетью работы относительно количества невыполненной работы одним узлом:

$$E(t) = \frac{1 - w(t)}{1 - w_g(t)}, \quad E_1(t) = \frac{1 - w_v(t)}{1 - w_g(t)}.$$

График данных функций приведен на рис. 7.

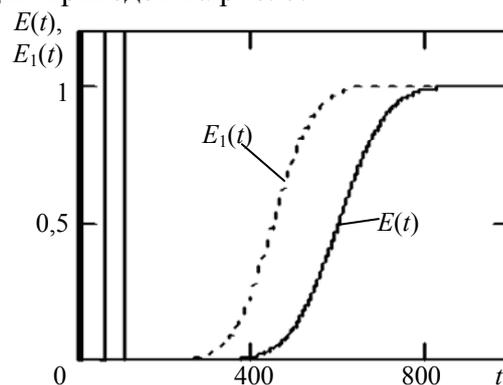


Рис. 7

Следует, однако, иметь в виду, что воздействие на другие узлы сети потребует изменения данной модели. В частности, такие факторы, как сдвиг по времени работы узлов, следующие за первым, несовпадение времени начала воздействия на какой-либо узел с временем начала работы „поражаемого“ узла, изменение самого характера воздействия, обуславливают необходимость более тонкого анализа случайных явлений с использованием, например, условных вероятностей, а в ряде случаев — нечетких множеств.

Следует также обратить внимание на то, что при решении практической задачи по оцениванию „живучести“ конкретной сети могут потребоваться другие модели воздействий (например, в условиях вооруженных конфликтов [7, 8]).

Заключение. Рассмотрена простая симметричная кубическая структура информационной сети, узлы которой выполняют функцию обработки информации, связи между узлами сети представлены величинами постоянных вероятностей, а для определения количества информационной работы сети применен матричный метод. Утверждается информационное преимущество данной сети по сравнению с традиционными плоскими структурами и предложена вероятностная модель учета влияния на узлы сети внешних возмущающих воздействий.

Для достижения значимых результатов при реализации объемных сетей необходимы дальнейшие научные исследования фундаментального и прикладного характера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смагин В. А., Парамонов И. Ю. Оценивание количества информационной работы вычислительной сети // Изв. вузов. Приборостроение. 2012. Т. 55, № 12. С. 16—20.
2. Лавров Р. О., Парамонов И. Ю., Смагин В. А., Харин В. Н. Модели надежности программного обеспечения средств измерений. СПб: ВКА им. А. Ф. Можайского, 2013. 90 с.
3. Smagin V. A. Nanotechnology. The basis for the creation of new high-reliability elements // Automatic Control and Computer Sciences. 2008. Vol. 42. N 2. P. 109—111.
4. Смагин В. А. Новые вопросы теории эксплуатации. СПб: ВКА им. А. Ф. Можайского, 2010. 127 с.
5. Смагин В. А., Филимохин Г. В. О моделировании случайных процессов на основе гипердельтного распределения // АВТ. 1990. № 5. С. 25—31.
6. Хорошевский В. Г. Инженерный анализ функционирования вычислительных машин и систем. М.: Радио и связь, 1987. 256 с.
7. Cohen D. All the World's a Net // New Scientist. 2002. Apr. P. 22—29.
8. Moffat J. Complexity theory and network centric warfare // CCRP Publ. Ser.: Information Age Transformation Series. 2002. 201 p.

*Сведения об авторах***Иван Юрьевич Парамонов**

— канд. техн. наук; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург; докторант; E-mail: ivan_paramonov@mail.ru

Владимир Александрович Смагин

— д-р техн. наук, профессор; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра метрологического обеспечения, Санкт-Петербург; E-mail: va_smagin@mail.ru

Рекомендована отделом
перспектив развития АСУ и связи
ВКА им. А. Ф. Можайского

Поступила в редакцию
18.06.13 г.

УДК 62.50

Н. А. ДУДАРЕНКО, Н. А. ПОЛИНОВА, М. В. СЕРЖАНТОВА, А. В. УШАКОВ

КРАТНЫЕ БИНОМИАЛЬНЫЕ СТРУКТУРЫ В ЗАДАЧЕ АППРОКСИМАЦИИ ДИНАМИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ, СОДЕРЖАЩИХ ЗВЕНО ЧИСТОГО ЗАПАЗДЫВАНИЯ

Рассматривается проблема аппроксимации динамических цепей со звеном чистого запаздывания. Предложено решение, основанное на применении кратных биномиальных структур в задаче аппроксимации динамических цепей. Задача решается относительно класса аппроксимационных процедур в функциональном пространстве.

Ключевые слова: динамическая цепь со звеном чистого запаздывания, аппроксимация, кратные биномиальные структуры, функциональное пространство.

Введение. Постановка задачи. Реальные физические объекты в неупрощенном модельном представлении являются нелинейными и характеризуются задержками при передаче сигналов от одного физического компонента к другому. При модельном представлении физических объектов, вследствие ограниченных технологических возможностей аналитических и расчетных процедур, отмеченные факторы часто игнорируют. Однако существуют ситуации, когда игнорирование факта наличия временных задержек

может способствовать неадекватности модельных представлений физическим процессам [1—4]. Эта системная ситуация рассматривается в настоящей статье. Стимулом к началу исследований стало то обстоятельство, что основные результаты по анализу и синтезу систем с элементами задержки получены, как правило, частотными методами [1—4]. Инструментарий метода пространства состояний [5—6] пока не позволяет структурно представлять элементы задержки. Таким образом, современный аппарат анализа и синтеза систем управления, обеспечивающий решение многих „тонких“ проблем теории и практики, в настоящее время не может быть применен для исследования указанного класса объектов и систем.

Конструктивным способом исследования проблемы анализа и синтеза систем с элементами задержки с использованием алгоритмической среды метода пространства состояний является аппроксимационный подход. При этом, по мнению авторов настоящей статьи, вместо непосредственной аппроксимации звена чистого запаздывания [7] следует решать задачу аппроксимации отклика динамической цепи „звено чистого запаздывания — типовое динамическое звено“ как элемента функционального пространства в экспоненциальном функциональном базисе [8].

Сравнительный анализ методов аппроксимации звена чистого запаздывания. Введем предварительно следующие определения.

О п р е д е л е н и е 1. Под звеном чистого запаздывания (ЗЧЗ) с постоянной запаздывания τ понимается звено, отклик которого $h_{\text{ч.з.}}(t)$ на единичное внешнее воздействие $g(t) = 1(t)$ представляется в форме

$$h_{\text{ч.з.}}(t) = 1(t - \tau). \quad (1)$$

Если воспользоваться представлением (1) и осуществить переход в область комплексной переменной s , то можно дать альтернативное определение ЗЧЗ.

О п р е д е л е н и е 2. Под звеном чистого запаздывания с постоянной запаздывания τ понимается звено, передаточная функция $\Phi_{\text{ч.з.}}(s)$ „вход—выход“ которого имеет вид

$$\Phi_{\text{ч.з.}}(s) = y_{\text{ч.з.}}(s)/g(s) = \exp(-\tau s). \quad (2)$$

Все методы [3, 4, 7] аппроксимации ЗЧЗ строятся по схеме: формирование аналитической аппроксимации $\Phi_{\text{ч.з.}}(s)$ в виде передаточной функции $\Phi_{\text{а.ч.з.}}(s)$ — контроль успешной аппроксимации по невязке откликов $h_{\text{а.ч.з.}}(t) = h\{t, \Phi_{\text{а.ч.з.}}(s)\}$ и $h_{\text{ч.з.}}(t) = 1(t - \tau)$.

Сравнительный анализ ограничим выборкой методов, основанных на разложении экспоненты $\exp(\tau s)$ в усеченный ряд Тейлора; аппроксимации функции $\Phi_{\text{ч.з.}}(s)$ представлением Паде различных порядков; аппроксимации функции $\Phi_{\text{ч.з.}}(s)$ биномиальной передаточной функцией $(Ts + 1)^{-\nu}$. Для краткости, аппроксимирующий элемент будем именовать аппроксимантом, а аппроксимируемый — оригиналом.

Прежде чем сравнивать выбранные методы аппроксимации, укажем предельные свойства передаточной функции $\Phi_{\text{ч.з.}}(s)$ (2) оригинала:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \{\Phi_{\text{ч.з.}}(s) = \exp(-\tau s)\} = 1, \quad (3)$$

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \{\Phi_{\text{ч.з.}}(s) = \exp(-\tau s)\} = 0. \quad (4)$$

1. *Аппроксимант в виде усеченного ряда Тейлора представления экспоненты:*

$$\begin{aligned} \exp(-\tau s) &= [\exp(\tau s)]^{-1} \cong \left[1 + \sum_{i=1}^v ((i)!)^{-1} (Ts)^i \right]^{-1} = \\ &= \left[1 + Ts + (2)^{-1} (Ts)^2 + (6)^{-1} (Ts)^3 + \dots + (v!)^{-1} (Ts)^v \right]^{-1}. \end{aligned} \quad (5)$$

Предельные свойства аппроксиманта (5)

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left[1 + \sum_{i=1}^v ((i)!)^{-1} (Ts)^i \right]^{-1} = 1, \quad \lim_{s \rightarrow \infty} \left[1 + \sum_{i=1}^v ((i)!)^{-1} (Ts)^i \right]^{-1} = 0$$

совпадают со свойствами (3), (4).

Значения задержки τ как функции $\tau = \tau(T, v)$ постоянной времени T и числа v , зафиксированной на уровне 0,05 переходной функции аппроксиманта (5), сведены в табл. 1

Таблица 1

v	1	2	3	4	5	6
τ	0,0513T	0,243T	0,411T	0,534T	0,6216T	0,686T

При $v=4$ аппроксимант (5) в оболочке “Simulink” имеет в процессе установления переходной функции тринадцать полукосинусов; при $v=5$, $v=6$ и выше переходные функции становятся расходящимися.

2. *Аппроксимант с использованием представления Паде первого порядка:*

$$\begin{aligned} \exp(-\tau s) &\cong \frac{2 - \tau s}{2 + \tau s} = 1 / \left[(2 + \tau s) / (2 - \tau s) \right] = \\ &= 1 / \left[1 + \tau s + (2)^{-1} (\tau s)^2 + (4)^{-1} (\tau s)^3 + (8)^{-1} (\tau s)^4 + (16)^{-1} (\tau s)^5 + (32)^{-1} (\tau s)^6 \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Предельные свойства аппроксиманта (6)

$$\lim_{s \rightarrow 0} ((2 - \tau s) / (2 + \tau s)) = 1, \quad \lim_{s \rightarrow \infty} ((2 - \tau s) / (2 + \tau s)) = -1$$

отличаются от предельных свойств (3), (4) оригинала, что порождает сомнение в целесообразности использования аппроксиманта (6).

Аппроксимант с использованием представления Паде второго порядка:

$$\begin{aligned} \exp(-\tau s) &\cong \frac{\tau^2 s^2 - 6\tau s + 12}{\tau^2 s^2 + 6\tau s + 12} = \\ &= 1 / \left[1 + \tau s + (2)^{-1} (\tau s)^2 + (6)^{-1} (\tau s)^3 + (24)^{-1} (\tau s)^4 + (168)^{-1} (\tau s)^5 + (5040)^{-1} (\tau s)^6 + \dots \right]. \end{aligned} \quad (7)$$

Предельные свойства аппроксиманта (7)

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{\tau^2 s^2 - 6\tau s + 12}{\tau^2 s^2 + 6\tau s + 12} \right) = 1, \quad \lim_{s \rightarrow \infty} \left(\frac{\tau^2 s^2 - 6\tau s + 12}{\tau^2 s^2 + 6\tau s + 12} \right) = 1$$

также отличаются от предельных свойств (3), (4) оригинала, что порождает сомнение в целесообразности использования аппроксиманта (7).

3. *Аппроксимант с биномиальной передаточной функцией (БПФ):*

$$(Ts + 1)^{-v} = 1 / \left[(Ts)^v + C_1^v (Ts)^{v-1} + C_2^v (Ts)^{v-2} + \dots + C_{v-2}^v (Ts)^2 + C_{v-1}^v (Ts)^1 + 1 \right]. \quad (8)$$

Предельные свойства аппроксиманта (8)

$$\lim_{s \rightarrow 0} (1 / (Ts + 1)^v) = 1, \quad \lim_{s \rightarrow \infty} (1 / (Ts + 1)^v) = 0$$

совпадают с предельными свойствами (3), (4) оригинала, что обуславливает целесообразность использования аппроксиманта (8) и исследования его аппроксимирующих свойств.

На рис. 1 приведены кривые откликов аппроксиманта (8) на единичное внешнее воздействие. Анализ полученных кривых послужил экспериментальной основой для расчета сведенных в табл. 2 значений задержки $\tau = \arg\{h_{a.ч.з}(t) = 0,05\}$ и длительности переходного процесса $t_{\Pi} = \arg\{h_{a.ч.з}(t) = 0,95\}$, а также отношения t_{Π}/τ как функций $t_{\Pi} = t_{\Pi}(T, \nu)$, $\tau = \tau(T, \nu)$ постоянной времени T и порядка ν .

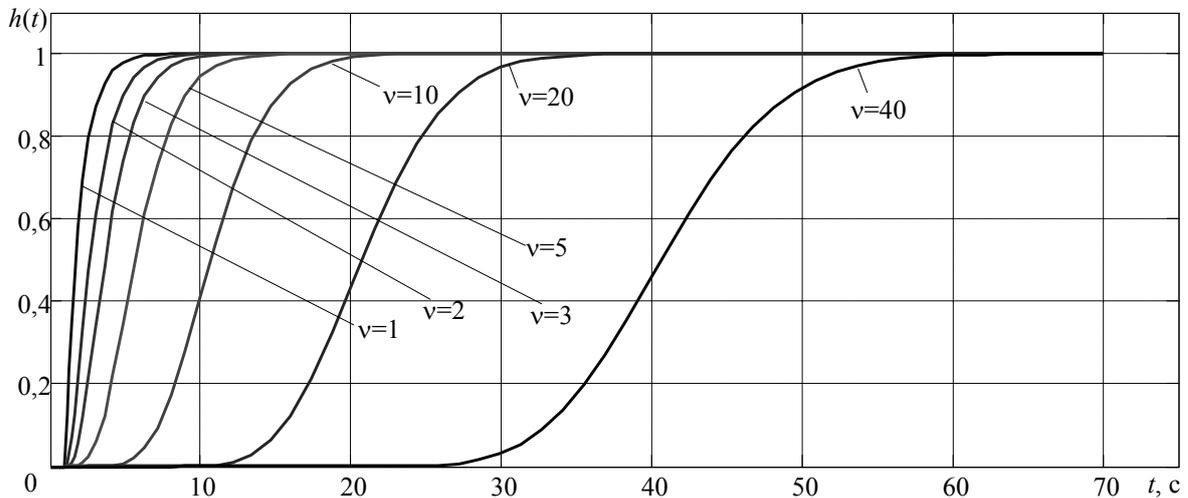


Рис. 1

Таблица 2

ν	1	2	3	4	5	6	10	20	40
τ	$0,0513T$	$0,35T$	$0,82T$	$1,36T$	$1,95T$	$2,6T$	$5,4T$	$13,25T$	$30,15T$
t_{Π}	$3T$	$4,75T$	$6,3T$	$7,76T$	$9,16T$	$10,52T$	$15,71T$	$27,9T$	$51T$
t_{Π}/τ	58,48	13,57	7,68	5,7	4,7	4,04	2,91	2,1	1,69

Основной результат. Рассмотрим решение задачи аппроксимации отклика оригинала на единичное внешнее воздействие. Эта задача решается применительно к оригиналу в виде динамической цепи (ДЦ), составленной из последовательного соединения звена чистого запаздывания и апериодического звена первого порядка с постоянной времени $T_{\text{ап}}$.

Сконструируем функциональное пространство (ФП) $L^p(T_{\Phi})$, где $T_{\Phi} = \{t: 0 \leq t \leq \tau + 5T_{\text{ап}}\}$ — интервал времени формирования ФП; p — индекс нормы $\|\varphi(t)\|_p$ элемента $\varphi(t)$ ФП, удовлетворяющий условию

$$p = \arg \left\{ \|\varphi(t)\|_p = \left(\int_0^{T_{\Phi}} |\varphi(t)|^p dt \right)^{1/p} \right\}, \quad p = 1, 2, \infty.$$

Норма $\|\varphi(t)\|_p$ с индексом $p = \infty$ в силу предельного перехода $p \rightarrow \infty$ получает представление $\|\varphi(t)\|_{\infty} = \max_{t \in T_{\Phi}} |\varphi(t)|$.

В этом случае задача решается с помощью аппроксиманта, сформированного в виде последовательного соединения типового динамического звена с БПФ и апериодического звена первого порядка с постоянной времени $T_{\text{ап}}$. Параметры $\{\nu, T\}$ аппроксиманта определяются в результате процедуры минимизации нормы $\|e(t)\|_{\infty}$ невязки откликов оригинала $h_{\text{д.ц}}(t)$ и аппроксиманта $\hat{h}(t)$ на единичное ступенчатое воздействие $g(t) = 1(t)$:

$$\{v, T\} = \arg \min_{v, T} \left\{ \|e(t)\|_{\infty} = \|h_{д.ц}(t) - \hat{h}(t)\|_{\infty} \right\}, \tag{9}$$

где $h_{д.ц}(t) = h\{t, \Phi_{д.ц}(s) = \exp(-\tau s)(T_{ап} s + 1)^{-1}\}$, $\hat{h}(t) = h\{t, \Phi_{а.ч.з}(s) = (Ts + 1)^{-v}(T_{ап} s + 1)^{-1}\}$.

В табл. 3 приведены результаты оценки параметров $\{v, T\}$ аппроксиманта для $\|e(t)\| = \min_{T, v} \|h_{д.ц}(t) - \hat{h}(t)\|_{p=\infty}$ и задания оригинала с передаточной функцией $\Phi_{д.ц}(s) = \exp(-s)(s + 1)^{-1}$. Нетрудно видеть, что приведенные результаты, полученные для значений $T_{ап} = 1$ и $\tau = 1$, могут быть пересчитаны с использованием теоремы об изменении масштаба для любых сочетаний T и τ .

Таблица 3

v	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	15	18	22	26	27
T, с	0,65	0,4	0,29	0,23	0,19	0,16	0,14	0,12	0,11	0,091	0,072	0,059	0,048	0,0405	0,039
$\ e(t)\ $	0,15	0,13	0,113	0,105	0,095	0,09	0,085	0,082	0,078	0,07	0,064	0,062	0,056	0,0515	0,05

На рис. 2 приведены кривые откликов $h_{д.ц}(t)$ и $\hat{h}(t)$, а также кривая их невязки $e(t) = h_{д.ц}(t) - \hat{h}(t)$, характеризуемая значением нормы $\|e(t)\|_{\infty} = 0,05$, которое достигается согласно табл. 3 при параметрах аппроксиманта $v = 27$ и $T = 0,039$ с.

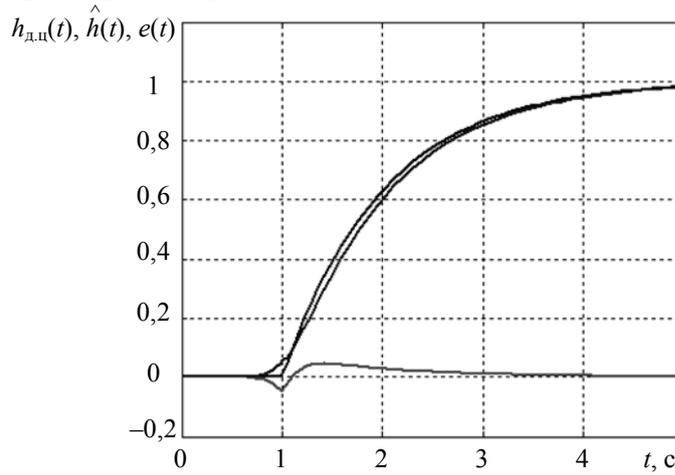


Рис. 2

Рис. 3 визуализирует данные, приведенные в табл. 3.

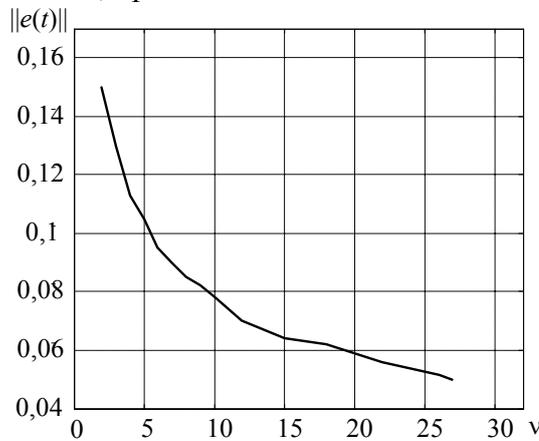


Рис. 3

Заключение. Возможности использования метода пространства состояний при исследовании динамических систем, содержащих звено чистого запаздывания, могут быть существ-

венно расширены, если предложенную процедуру аппроксимации распространить на динамическую цепь с типовыми звеньями типа „интегратор“ и „колебательное звено“.

Статья подготовлена по результатам работы, выполненной при поддержке Министерства образования и науки РФ, проект № 14.Z50.31.0031, и государственной финансовой поддержке ведущих университетов РФ (субсидия 074 — U01).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. СПб: Изд-во „Профессия“, 2003.
2. Янушевский Р. Т. Управление объектами с запаздыванием. М.: Машиностроение, 1978. 416 с.
3. Гудвин Г. К., Греббе С. Ф., Сальгадо М. Э. Проектирование систем управления. М.: Бином, Лаборатория знаний, 2004.
4. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления: Пер. с англ. М.: Лаборатория базовых знаний, 2004.
5. Заде Л., Дезоер Ч. Теория линейных систем: Пер. с англ. М.: Наука, 1970.
6. Дударенко Н. А., Слита О. В., Ушаков А. В. Математические основы современной теории управления: аппарат метода пространства состояний: Учеб. пособие / Под ред. А. В. Ушакова. СПб: СПбГУ ИТМО, 2008. 323 с.
7. Громов Ю. Ю., Земской Н. А. Системы автоматического управления с запаздыванием. Тамбов: Изд-во ТГТУ, 2007.
8. Френкс Л. Теория сигналов / Пер с англ.; Под ред. Д. Е. Вакмана. М.: Сов. радио, 1974.

Сведения об авторах

- Наталья Александровна Дударенко** — канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, кафедра систем управления и информатики, Санкт-Петербург;
E-mail: dudarenko@yandex.ru
- Нина Александровна Полинова** — студентка; Университет ИТМО, кафедра систем управления и информатики, Санкт-Петербург; E-mail: polinova_nina@mail.ru
- Майя Вячеславовна Сержантова** — канд. техн. наук; Университет ИТМО, кафедра систем управления и информатики, Санкт-Петербург; доцент; E-mail: 12noch@mail.ru
- Анатолий Владимирович Ушаков** — д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО, кафедра систем управления и информатики, Санкт-Петербург;
E-mail: ushakov-avg@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики

Поступила в редакцию
13.12.12 г.

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 629.7

Л. М. НЕУГОДНИКОВА

ЗАДАЧА ПЛАНИРОВАНИЯ ДЕЙСТВИЙ ИНФОРМАЦИОННОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Рассмотрены наиболее распространенные стратегии управления беспилотными летательными аппаратами в группе. Сформулирована задача планирования действий летательного аппарата при заданных ограничениях. Предложен критерий оптимальности для оценки полученного решения.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, управление группами мобильных объектов, траекторное управление.

Введение. Одной из актуальных в настоящее время является задача управления группами автономных мобильных объектов (в том числе, в заранее неизвестной среде), в качестве которых могут выступать автомобильные, робототехнические и авиационные системы.

Известны различные подходы к управлению системами, включающими несколько летательных аппаратов (ЛА). В рамках одного из подходов объект управления — это группа ЛА с четко определенным положением одних аппаратов относительно других. Для этого в группе выделяются ведущий и ведомые ЛА, составляющие вместе единицу группы — звено. Стратегия, используемая для управления звеном, заключается в соблюдении заданных расстояний между его элементами, а также в необходимом для этого поддержании соответствующих скоростей и ускорений [1].

Разнообразие существующих конструкций беспилотных ЛА и ряд возможностей, которыми они обладают, обуславливает широкий спектр областей их применения, при этом наибольшее распространение имеют информационные системы, предназначенные для разведки и мониторинга. Управление двумя-тремя беспилотными ЛА можно организовать с привлечением операторов, осуществляющих дистанционное пилотирование. Для управления более многочисленными группами небольших ЛА используются различные стратегии. Например, вся рабочая зона разбивается на участки, и за каждым из них закрепляется один ЛА, осуществляющий все свои действия в его пределах [2]. Другой подход, получивший распространение в последнее время, основан на принципах, базирующихся на имитации поведения общественных насекомых. Каждый ЛА оставляет „след“, воспринимаемый датчиками других беспилотных ЛА, что позволяет им определять, какой из участников группы оставил этот „след“ и когда. При этом все ЛА непрерывно передают информацию о своем местонахождении и обнаруженных „следах“ в наземную систему управления, где в результате комплексирования формируется наиболее полная информация о ситуации в рабочей зоне. Такие множества однотипных беспилотных ЛА называют „роями“ (swarms) [3].

Краткий анализ существующих стратегий управления группами беспилотных ЛА позволил выявить следующие недостатки:

- управляемые комплексы состоят из однотипных ЛА;
- перед всеми ЛА, находящимися в составе таких комплексов, ставятся аналогичные или идентичные цели;
- в общем случае не учитывается топливно-временной ресурс ЛА и его возможные изменения, связанные с выполнением летного задания.

В то же время современные авиационные комплексы могут иметь в своем составе различные беспилотные летательные аппараты, выполняющие в рамках глобальной задачи решение более простых подзадач, соответственно эффективность управления всей группой будет напрямую зависеть от качества управления каждым объектом в ее составе. Таким образом, возникает задача управления ЛА определенного типа, предназначенным для решения конкретной подзадачи (разведки, транспортировки, слежения и т.д.) с учетом его летно-технических характеристик и ограничений, а также требований, предъявляемых к функционированию группы в целом.

Задача управления автономным мобильным объектом в составе группы. Управление объектом, входящим в состав группы, можно рассматривать как задачу планирования его действий, направленных на достижение определенной поставленной перед ним цели. Приведем формальное описание такой задачи, используя подход, описанный в работе [4].

Пусть в некоторой среде E , состояние которой описывается вектор-функцией $E(t) = \langle e_1, e_2, \dots, e_l \rangle$, функционирует объект S , состояние которого описывается вектор-функцией $S(t) = \langle s_1, s_2, \dots, s_m \rangle$. Тогда текущая ситуация в среде $P = \langle S, E \rangle$, $P(t) = \langle p_1, p_2, \dots, p_{m+l} \rangle$, определяется текущими значениями функций $S = S(t)$ и $E = E(t)$, где t — текущий момент времени.

Предположим, что объект может выполнять некоторые действия, описываемые вектор-функцией $A(t) = \langle a_1, a_2, \dots, a_h \rangle$, с помощью которых он может изменять как свое собственное состояние, так и состояние окружающей его среды. В общем случае эти изменения имеют непрерывный характер и определяются системой дифференциальных уравнений вида

$$\left. \begin{aligned} \frac{dS}{dt} &= f(A, S, E), \\ \frac{dE}{dt} &= f^*(A, S, E) \end{aligned} \right\} \text{или } \frac{dp_i}{dt} = f_i(A, P), \quad i = \overline{1, n}. \quad (1)$$

Заметим, что ряд ситуаций в системе „объект—среда“ может быть запрещен. Поэтому в пространстве ситуаций $\{P\}$ необходимо ввести некоторую систему ограничений, например, в виде неравенства

$$\alpha(P) \leq 0. \quad (2)$$

Аналогично, ограничения для пространства действий могут быть представлены в виде неравенства

$$\beta(A, P) \leq 0. \quad (3)$$

В общем случае может существовать несколько функций $A(t)$, удовлетворяющих данным условиям. Тогда для выбора оптимального решения задачи можно использовать функционал, определяющий успешность выполнения объектом конкретной функции действий на интервале времени $[t_0, t_k]$:

$$J = \int_{t_0}^{t_k} f_0(P, S, E) dt = \int_{t_0}^{t_k} f_0(A, P) dt. \quad (4)$$

При этом если объект функционирует в динамической среде, состояние которой постоянно изменяется по неизвестным законам, то решать задачу планирования на всем временном интервале $[t_0, t_k]$ не имеет смысла. В этом случае целесообразно определять только начальное значение функции $A(t_0)$ в момент времени t_0 . Тогда каждый новый расчет значения $A(t_0)$ будет осуществляться с учетом всех изменений ситуации P , что позволит оперативно корректировать действия ЛА. Таким образом, при функционировании ЛА в динамической среде задача планирования действий может быть сформулирована следующим образом: определить значение вектор-функции $A(t_0)$, реализующей экстремум функционала (4) при граничных условиях $P(t_0) = P_0$ и $P(t_k) \in \{P\}_k$ (здесь $\{P\}_k$ — множество целевых ситуаций), связях (1) и ограничениях (2), (3).

Задача управления траекторией беспилотного летательного аппарата. Опишем формально поведение в исполнительной зоне (среде) j -го ЛА с единственной задачей: произвести обработку (фотосъемку) некоторой области I (рис. 1). Рассмотрим простейшую модель движения ЛА в плоской прямоугольной системе координат XOZ , оси которой лежат в горизонтальной плоскости. „Полет“ над областями II запрещен (здесь $X_{jЛА}$ и $Z_{jЛА}$ — текущие координаты ЛА). Нахождение ЛА над областью III разрешено, но ее обработка не требуется (или запрещена). Будем считать, что изображение, формируемое видеокамерой, имеет форму квадрата.

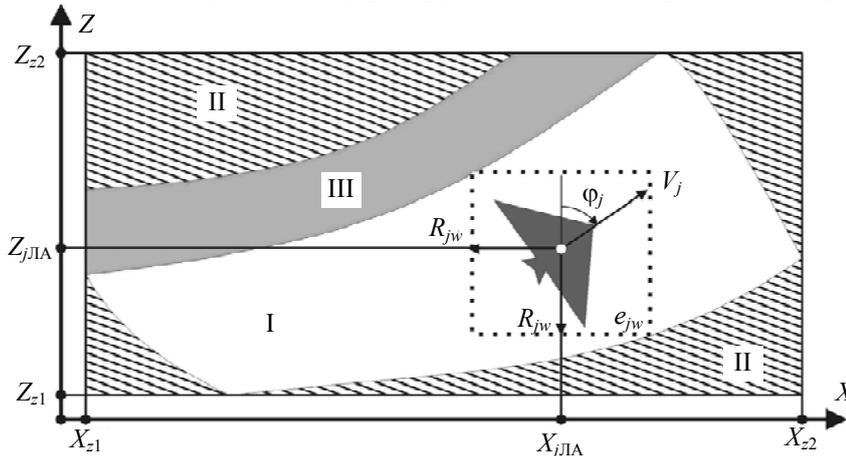


Рис. 1

Множество P_j (ситуация в исполнительной зоне для j -го ЛА) определяется следующими параметрами:

$p_{j1} = V_j$ — горизонтальная скорость ЛА;

$p_{j2} = \omega_j$ — угловая скорость ЛА при изменении направления движения;

$p_{j3} = \varphi_j$ — курсовой угол в выбранной системе координат;

$p_{j4} = x_j$ — координата положения ЛА;

$p_{j5} = z_j$ — координата положения ЛА;

$p_{j6} = e_{jw}$ — площадь участка исполнительной зоны (ИЗ), обработанного в единицу времени.

Ограничения для пространства ситуаций P , в которых может находиться ЛА, определяются его летно-техническими характеристиками, а также параметрами установленного на нем оборудования [5]:

$$\alpha = \{V_j, n_y, t, h_w, R_{jw}\}, \quad (5)$$

где

- $V_{\min} \leq V_j \leq V_{\max}$ — скорость полета;
- $n_y \leq n_{y\max}$ — нормальная перегрузка;
- $t \leq t_{\max}$ — время полета;
- $h_w \pm \Delta h$ — высота полета при выполнении задания;
- $R_{jw} \pm \Delta R(\Delta h)$ — радиус обзора видеокамеры ЛА при высоте полета h_w .

Перечислим возможные действия ЛА в исполнительной зоне с учетом ограничений:

$$\beta = \{a_{j1}, a_{j2}, a_{j3}\}, \tag{6}$$

где

- a_{j1} — задать линейное ускорение $a_{j1}^{\min} \leq a_{j1} \leq a_{j1}^{\max}$;
- a_{j2} — задать угловое ускорение $a_{j2}^{\min} \leq a_{j2} \leq a_{j2}^{\max}$;
- a_{j3} — начать обработку ИЗ $0 \leq a_{j3} \leq a_{j3}^{\max}$.

Связь между ситуацией в ИЗ и действиями ЛА определяется выражениями

$$\begin{aligned} \frac{dp_{j1}}{dt} &= a_{j1}; & \frac{dp_{j2}}{dt} &= a_{j2}; & \frac{dp_{j3}}{dt} &= p_{j2}; & \frac{dp_{j4}}{dt} &= p_{j1} \cos p_{j3}; \\ \frac{dp_{j5}}{dt} &= p_{j1} \sin p_{j3}; & \frac{dp_{j6}}{dt} &= 2R_{jw} a_{j3} p_{j1}. \end{aligned} \tag{7}$$

Далее в тексте индекс j (характеризующий ситуацию для одного j -го ЛА) опустим.

Для описания исполнительной зоны необходимо представить ее в виде совокупности некоторого множества d прямоугольных областей $D_k, k = \overline{1, d}$ (провести ее дискретизацию) (рис. 2). Разрешенная для полетов зона I определяется разностью общей площади ИЗ и запрещенных зон II и III. Шаг дискретизации следует выбрать исходя из величины e_w , а также с учетом скорости полета и перегрузки. Таким образом, дискретное изображение ИЗ может быть различным для разных типов ЛА.

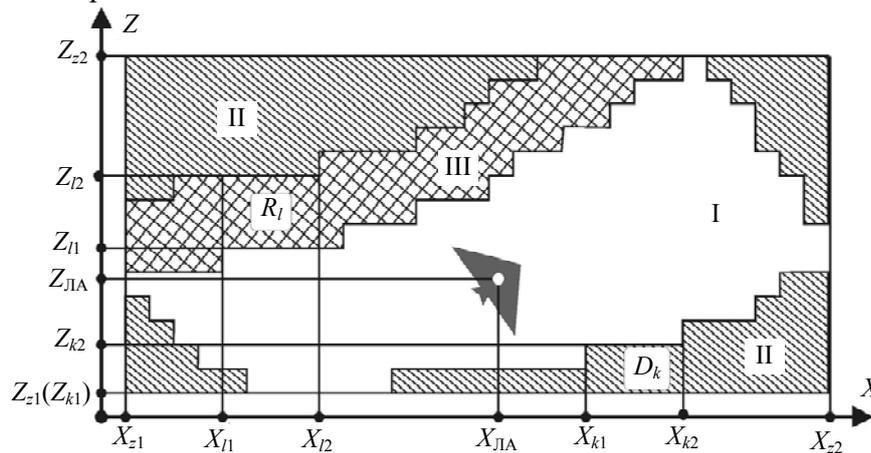


Рис. 2

Условие нахождения ЛА вне запрещенного участка D_k — области II — можно представить следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} X_{k2} &\leq X_{ЛА} \leq X_{k1}, \\ Z_{k2} &\leq Z_{ЛА} \leq Z_{k1}. \end{aligned} \right\} \tag{8}$$

Далее, пусть в исполнительной зоне есть участок — область Π , при „полете“ над которым обработка запрещена (см. рис. 2 — представлен в виде совокупности некоторого множества r прямоугольных областей $R_l, l = \overline{1, r}$). Тогда обработка ИЗ разрешена только в то время, когда координаты ЛА удовлетворяют следующим неравенствам:

$$\left. \begin{aligned} X_{l2} \leq X_{\text{ЛА}} \leq X_{l1}, \\ Z_{l2} \leq Z_{\text{ЛА}} \leq Z_{l1}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для полного описания ИЗ неравенства (8) и (9) необходимо дополнить условием

$$\left. \begin{aligned} X_{z1} \leq X_{\text{ЛА}} \leq X_{z2}, \\ Z_{z1} \leq Z_{\text{ЛА}} \leq Z_{z2}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

характеризующим внешние границы рабочей области.

Зададим критерий оптимальности в виде требования минимизации участка ИЗ, необработанного за время $[t_0, t_k]$:

$$J = \int_{t_0}^{t_k} (2R_w V - e_w) dt = \int_{t_0}^{t_k} (2R_w p_1 - p_6) dt, \quad (11)$$

где $2R_w V$ — участок ИЗ, который должен быть обработан ЛА при прямолинейном движении со скоростью V в области, удовлетворяющей условиям (8) и (9) за единицу времени; $e_w = 4R_w^2 a_3$.

Таким образом, сформулирована задача: определить в текущий момент времени t_0 значение вектор-функции $A(t) = \langle a_1(t), a_2(t), a_3(t) \rangle$, обеспечивающее минимум функционала (11) при уравнениях связей (7) с учетом ограничений (5), (6) и условий (8)—(10).

Заключение. Траекторное управление группой разнотипных летательных аппаратов является актуальной задачей, для успешного решения которой необходимо максимально эффективно управлять каждым ЛА. Формализована задача управления траекторией отдельного беспилотного ЛА, выполняющего фотосъемку окружающей среды в исполнительной зоне произвольной формы, в условиях действия ограничений. Сформулирован критерий оптимальности для выбора наилучшего решения из нескольких возможных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Боднер В. А. Теория автоматического управления полетом. М.: Наука, 1964. 700 с.
2. Hexmoor H., McLaughlan B., Baker M. Swarm control in unmanned aerial vehicles // The Society for Modeling & Simulation International [Электронный ресурс]: <<http://www2.cs.siu.edu/~brianm/Papers/SwarmControl05.pdf>> (21.04.2013).
3. Walter B., Sannier A., Reiners D., Oliver J. UAV Swarm control: calculating digital pheromone fields with the GPU // The Society for Modeling & Simulation International [Электронный ресурс]: <<http://www.scs.org/pubs/jdms/vol3num3/JDMSIITSE Cvol3no3Walter167-176.pdf>> (21.04.2013).
4. Интеллектуальные роботы: Учеб. пособие / И. А. Каляев, В. М. Лохин, И. М. Макаров и др.; Под общ. ред. Е. И. Юревича. М.: Машиностроение, 2007. 360 с.
5. Петунин В. И., Неугодникова Л. М. Синтез системы автоматического управления углом курса и ограничения нормальной перегрузки летательного аппарата // Авиакосмическое приборостроение. 2012. № 11. С. 10—18.

Сведения об авторе

Любовь Михайловна Неугодникова — аспирант; Уфимский государственный авиационный технический университет, кафедра информационно-измерительной техники; E-mail: Grifon_love@mail.ru

Н. Ф. АВЕРКИЕВ, В. В. САЛОВ, А. Т. ЖАТКИН, В. В. КИСЕЛЕВ

МОДИФИКАЦИЯ БАЛЛИСТИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ОРБИТАЛЬНОЙ ГРУППИРОВКИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Рассматривается задача синтеза баллистической структуры орбитальной группировки космических аппаратов как задача оптимального управления динамической системой. Задача формализована и сведена к традиционной постановке задачи оптимального управления динамической системой со свободным правым концом.

Ключевые слова: синтез баллистической структуры, задача оптимального управления динамической системой, показатель эффективности.

Орбитальные группировки космических аппаратов (ОГ КА) проектируются для решения целевой задачи — обеспечения лиц, принимающих решения (потребителей), космической информацией. Космические аппараты и системы КА, принадлежащие соответствующим орбитальным группировкам, входят наряду с этим в состав космических систем (КС), что обуславливает необходимость решения задач с требуемой оперативностью. При этом сбор и передача информации осуществляется с поверхности Земли (или ограниченной ее части). Общность решаемых задач, однако, не позволяет обосновать выбор единого показателя эффективности функционирования, которым является мера соответствия ожидаемых результатов поставленным задачам, и, кроме того, не удастся с общих позиций описать такие операционные свойства, как результативность, ресурсоемкость и оперативность. Если учесть, что космические системы являются в настоящее время обеспечивающими, то, на первый взгляд, целесообразно показателем эффективности считать вероятность выполнения задачи потребителем. Но в этом случае необходимо будет учитывать разнородный состав потребителей и многообразие решаемых ими задач, что само по себе является сложной проблемой. Кроме того, это приведет к необходимости учета факторов, определяющих условия функционирования потребителей, которые могут стать решающими, и выбранный показатель эффективности окажется слабо зависящим от структуры и характеристик КС. Тем не менее, существенное влияние на показатели эффективности функционирования орбитальной группировки КА оказывает ее баллистическая структура, под которой понимается количество КА и их взаимное расположение в космическом пространстве. При решении задач проектирования баллистических структур ОГ КА на практике используются различные показатели эффективности, которые выбираются исходя из непосредственно стоящих перед КС задач [1]. Такими показателями могут служить количество решаемых орбитальной группировкой КА целевых задач для обеспечения потребителей космической информацией в течение определенного (планируемого) интервала времени, потенциальные возможности ОГ КА по решению целевых задач в любой текущий момент времени и др.

Предположим, что орбитальная группировка состоит из m КА и движение j -го КА описывается системой обыкновенных дифференциальных уравнений вида

$$\dot{x}_j = f_j(x_j, u_j, t), \quad (1)$$

где $x_j \in X$ — параметры движения j -го КА, X — множество допустимых параметров движения; $u_j \in U$ — вектор управления j -м КА, U — множество допустимых управлений; $t \in [t_0, t_k]$ — текущее время, t_0 — время начала формирования ОГ КА, t_k — планируемое время окончания выполнения орбитальной группировкой целевой задачи; функции

$f_j(x_j, u_j, t)$, $j = \overline{1, m}$, непрерывны по совокупности параметров x_j и u_j , непрерывно дифференцируемы по x_j , функции $u_j(t)$ измеримы и ограниченные.

Решение системы (1) однозначно определяет траекторию движения объекта $x_j(t)$, которая называется фазовой.

Пусть известны начальные условия для дифференциальных уравнений (1), соответствующие времени начала формирования ОГ КА:

$$x_j(t_0) = x_{j0}, \quad \dot{x}_j(t_0) = \dot{x}_{j0}. \quad (2)$$

Разобьем временной интервал $[t_0, t_k]$, на котором рассматривается движение КА, на следующие интервалы:

$$[t_0, t_k] = [t_0, t_q) \cup [t_q, t_k], \quad (3)$$

где t_q — „время Ч“: планируемое время готовности ОГ КА к выполнению целевой задачи.

Введем в рассмотрение обобщенный показатель, характеризующий потенциальные возможности ОГ КА по решению целевой задачи в текущий момент времени $t \in [t_q, t_k]$:

$$w = w(C, D, E, t), \quad (4)$$

где C — матрица параметров движения m КА на момент времени t ; D — матрица параметров, характеризующих работу бортовой специальной аппаратуры m КА на момент времени t ; E — матрица параметров (размеры, координаты и др.), характеризующих, на момент времени t , обслуживаемую область поверхности Земли и потребителей космической информации.

Зададим следующее правило расчета показателя (4):

$$w = \begin{cases} 1, & \text{если } R_i(C, D, E, t) \leq R_i^{\text{п}} \text{ для всех } i = \overline{1, n}; \\ 0, & \text{если } R_i(C, D, E, t) > R_i^{\text{п}} \text{ для некоторого } i = \overline{1, n}, \end{cases} \quad (5)$$

где R_i — величина i -го признака потенциальной возможности выполнения орбитальной группировки КА целевой задачи; n — количество признаков; $R_i^{\text{п}}$ — пороговое значение i -го признака.

Функция (5) позволяет определить временные интервалы, на которых обеспечивается требуемое качество решения целевой задачи ОГ КА заданной баллистической структуры.

Для заданных значений t_q и t_k можно проинтегрировать выражение (5) по времени t :

$$W = \int_{t_q}^{t_k} w(C, D, E, t) dt, \quad (6)$$

и получить значение, определяющее суммарное время, в течение которого целевая задача может быть успешно решена. При этом баллистическая структура ОГ КА полностью определяется матрицей параметров движения C на момент времени t_q .

Временной интервал $[t_0, t_q)$, вместе с ресурсом управления, задаваемым как $u_j(t) \in U$, $j = \overline{1, m}$, $t \in [t_0, t_q)$, определяет ресурс на перестроение ОГ КА (на изменение баллистической структуры, определяемой матрицей C на момент времени t_0) в целях повышения значения показателя (6) до требуемого уровня.

В этой связи имеет место следующая задача, формулируемая как задача оптимального управления динамической системой со свободным правым концом: найти для дифференциальных связей (1) и начальных условий (2) такое управление $u_j(t) \in U$, $j = \overline{1, m}$, $t \in [t_0, t_q)$, космическими аппаратами на интервале времени $[t_0, t_q)$ при ограничениях на фазовую траекторию $x_j \in X$, ко-

торое позволит создать баллистическую структуру ОГ КА, определяемую матрицей $C(t_q)$ параметров движения КА на момент времени t_q и доставляющую максимум интегралу (6).

При более детальном рассмотрении временного интервала $[t_q, t_k]$, на котором осуществляется обеспечение потребителей космической информацией, можно выделить временные области, где ценность информации для потребителя различна. Например, при планировании и проведении войсковых операций ценность космической информации, поступающей от ОГ КА разведки, связи, навигации и др., меняется, поэтому данный фактор необходимо учитывать. В связи с изменением ценности информации во времени правила расчета показателя w также изменятся — значение w будет зависеть от времени $t \in [t_q, t_k]$, т.е.

$$w = \begin{cases} b(t), & \text{если } R_i(C, D, E, t) \leq R_i^{\text{п}} \text{ для всех } i = \overline{1, n}, \\ 0, & \text{если } R_i(C, D, E, t) > R_i^{\text{п}} \text{ для некоторого } i = \overline{1, n}, \end{cases} \quad (7)$$

где $b(t) \in [0; 1]$ — безразмерный коэффициент ценности космической информации, задаваемый эвристическим путем или с помощью экспертов.

В результате при расчете значения функционала (6) будет учитываться изменяющееся во времени значение коэффициента ценности космической информации.

Таким образом, задача проектирования баллистической структуры орбитальной группировки КА сведена к традиционной постановке задачи оптимального управления динамической системой со свободным правым концом, методы решения которой известны [2—4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аверкиев Н. Ф., Васьков С. А., Салов В. В. Баллистическое построение систем космических аппаратов связи и пассивной радиолокации лунной поверхности // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 12. С. 66—73.
2. Малые космические аппараты информационного обеспечения / В. В. Фатеев, В. Н. Лагуткин, Ю. В. Слынько и др. М.: Радиотехника, 2010. 314 с.
3. Аверкиев Н. Ф., Булекбаев Д. А. Метод поиска оптимальной программы движения ракет-носителей для минимизации площади рассеивания отделяемых частей // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 7. С. 10—12.
4. Федоренко Р. П. Приближенное решение задач оптимального управления. М.: Наука, 1978. 486 с.

Сведения об авторах

- Николай Федорович Аверкиев** — д-р техн. наук, профессор; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра навигационно-баллистического обеспечения применения космических средств и теории полетов летательных аппаратов, Санкт-Петербург; E-mail: averkievnf@yandex.ru
- Вячеслав Викторович Салов** — канд. техн. наук; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра навигационно-баллистического обеспечения применения космических средств и теории полетов летательных аппаратов, Санкт-Петербург
- Александр Тимофеевич Жаткин** — канд. техн. наук; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра навигационно-баллистического обеспечения применения космических средств и теории полетов летательных аппаратов, Санкт-Петербург
- Вячеслав Владимирович Киселев** — адъюнкт; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра навигационно-баллистического обеспечения применения космических средств и теории полетов летательных аппаратов, Санкт-Петербург; E-mail: kiselev24.07.86@mail.ru

Рекомендована кафедрой
навигационно-баллистического обеспечения
применения космических средств и теории полетов
летательных аппаратов

Поступила в редакцию
18.02.14 г.

Г. Н. МАЛЬЦЕВ, Г. И. АФОНИН

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ АДАПТИВНОГО КОНТУРА СЛЕДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рассмотрена методика совместной оптимизации параметров адаптивного контура следящей системы автоматического управления при наличии требований к качеству регулирования. На примере адаптивного контура с типовой передаточной характеристикой проведен анализ частотных характеристик замкнутого контура и графоаналитическим методом получена зависимость, позволяющая выбрать оптимальный коэффициент усиления при выполнении типовых требований к запасу устойчивости.

Ключевые слова: следящая система автоматического управления, адаптивный контур, частотная характеристика, быстродействие, запас устойчивости.

В системах управления движением и технологическими процессами широкое распространение имеют системы автоматического управления, предназначенные для контроля и регулирования различных параметров, в том числе в целях компенсации внешних возмущающих воздействий [1—3]. Управляющие (корректирующие) воздействия в таких следящих системах формируются в адаптивном контуре управления, который должен обладать достаточным быстродействием, а также удовлетворять определенным требованиям относительно происходящих в нем переходных процессов, которые объединены понятием качества регулирования [4, 5].

В настоящей статье представлена методика выбора параметров динамических характеристик адаптивного контура следящих систем автоматического управления, позволяющая обеспечить достаточное быстродействие при выполнении требований к допустимой величине перерегулирования. Последняя является одной из характеристик переходного процесса в адаптивном контуре, определяющей качество регулирования, поскольку увеличение скорости сходимости переходного процесса на начальном этапе сопряжено с увеличением величины перерегулирования на последующих его этапах.

Для достижения высоких показателей надежности следящих систем автоматического управления необходимо, чтобы при заданных условиях их функционирования было обеспечено достаточное для коррекции внешних возмущающих воздействий быстродействие при выполнении требований к качеству регулирования. Обеспечение такого режима работы связано с необходимостью обоснованного выбора параметров динамических характеристик адаптивного контура, который в ряде случаев имеет компромиссный характер.

В отличие от работ, в которых синтезируются оптимальные по быстродействию алгоритмы адаптивного управления [6, 7], существенно усложняющие структуру и техническую реализацию адаптивного контура, в данной статье рассматривается система автоматического управления с адаптивным контуром заданной структуры, определяемой описывающим его динамические характеристики дифференциальным уравнением и соответствующей передаточной функцией. В качестве типовой передаточной функции адаптивного контура рассмотрим передаточную функцию

$$K_0(p) = \frac{k}{p(1+T_0p)(1+T_1p)}, \quad (1)$$

где k — коэффициент усиления, T_0 и T_1 — постоянные времени адаптивного контура.

Передаточная функция вида (1) соответствует динамическим свойствам адаптивного контура, состоящего из трех последовательно соединенных устройств: детектора внешних возмущений, интегратора и исполнительного элемента, с помощью которого осуществляется компенсация действующих возмущений. Такой структурой может быть представлен широкий класс следящих систем автоматического управления. Интегратор характеризуется передаточной функцией $1/p$, а детектор внешних возмущений и исполнительный элемент характеризуются передаточными функциями аperiodических звеньев первого порядка $1/(1+T_0p)$ и $1/(1+T_1p)$ с постоянными времени T_0 и T_1 соответственно. Коэффициент усиления k — есть произведение коэффициентов передачи всех звеньев, образующих адаптивный контур.

При выборе параметров адаптивного контура с передаточной функцией вида (1) необходимость одновременного выполнения требований по быстродействию и качеству регулирования приводит к тому, что обеспечение достаточного быстродействия адаптивного контура по сути является задачей совместной оптимизации параметров k , T_0 и T_1 . Для следящих систем, работающих в условиях шумов, подобная оптимизационная задача, как правило, представляет собой задачу минимизации суммарной ошибки регулирования, содержащей шумовую и динамическую составляющие, при заданных входных воздействиях [2, 5]. Это связано с тем, что при увеличении быстродействия (уменьшении T_0 и T_1) уменьшается динамическая составляющая ошибки регулирования, однако увеличивается ее шумовая составляющая. Требования к параметру k также являются противоречивыми: с одной стороны, для увеличения скорости сходимости процесса адаптации значение коэффициента k следует увеличивать, с другой стороны, с увеличением k уменьшается запас устойчивости, при этом существует предельно возможное значение коэффициента усиления, соответствующее условию устойчивости системы. Поэтому требуемое качество регулирования задается в виде некоторой (желательной) частотной характеристики следящей системы или в виде ограничений, накладываемых на ее переходную характеристику [4, 8]. При этом, с точки зрения надежности функционирования следящих систем автоматического управления, требование обеспечения запаса устойчивости может быть доминирующим.

Передаточной функции $K_0(p)$ разомкнутого контура вида (1) соответствуют передаточная функция замкнутого контура

$$K(p) = \frac{k}{p^3 T_0 T_1 + p^2 (T_0 + T_1) + p + k} \quad (2)$$

и дифференциальное уравнение третьей степени, описывающее динамические характеристики адаптивного контура:

$$T_0 T_1 \frac{d^3 x}{dt^3} + (T_0 + T_1) \frac{d^2 x}{dt^2} + \frac{dx}{dt} + kx = k\varepsilon, \quad (3)$$

где $x(t)$ — действующее внешнее возмущение, $\varepsilon(t)$ — сигнал ошибки, поступающий на исполнительный элемент.

Поскольку аналитическое решение дифференциальных уравнений выше второй степени для построения переходных характеристик является достаточно громоздким, используем метод определения вида переходной характеристики адаптивного контура по вещественной частотной характеристике $A(\omega) = \operatorname{Re} K(i\omega)$, где $K(i\omega)$ — частотная характеристика, соответствующая передаточной функции $K(p)$ замкнутого канала. В случае когда требуется одновременно обеспечить высокое быстродействие и запас устойчивости, для выбора коэффициента усиления k необходимо определить его максимальное значение, при котором

сохраняются соответствующие наличию необходимого запаса устойчивости свойства вещественной частотной характеристики $A(\omega)$.

Типовым требованием к качеству регулирования является неперевышение переходной характеристикой величины перерегулирования, составляющей 18 %. Для этого достаточно иметь невозрастающую непрерывную вещественную частотную характеристику $A(\omega)$ замкнутого контура управления [5]. Поэтому в качестве критерия наличия необходимого запаса устойчивости адаптивного контура было принято условие монотонного убывания его вещественной частотной характеристики $A(\omega)$ с увеличением частоты ω .

Как было показано выше, передаточной функции $K(p)$ замкнутого канала адаптивного контура вида (2) соответствуют частотная характеристика

$$K(i\omega) = \frac{k}{k - \omega^2(T_0 + T_1) + i\omega(1 - \omega^2 T_0 T_1)} \quad (4)$$

и вещественная частотная характеристика

$$A(\omega) = \frac{k[k - \omega^2(T_0 + T_1)]}{[k - \omega^2(T_0 + T_1)]^2 + [\omega(1 - \omega^2 T_0 T_1)]^2} \quad (5)$$

В частном случае при $T_1 \rightarrow 0$ адаптивный контур описывается частотной характеристикой

$$K(i\omega) = \frac{k}{k - \omega^2 T_0 + i\omega} \quad (6)$$

и вещественной частотной характеристикой

$$A(\omega) = \frac{k(k - \omega^2 T_0)}{(k - \omega^2 T_0)^2 + \omega^2}, \quad (7)$$

при этом дифференциальное уравнение (3) сводится к дифференциальному уравнению второй степени

$$T_0 \frac{d^2 x}{dt^2} + \frac{dx}{dt} + kx = k\varepsilon \quad (8)$$

Отметим, что при $\omega \geq 0$ непрерывность характеристики $A(\omega)$ вида (5) и (7) обеспечивается при любых $k > 0$, $T_0 \geq 0$ и $T_1 \geq 0$. При анализе следящих систем с другими передаточными характеристиками адаптивного контура условие непрерывности соответствующих вещественных частотных характеристик в области положительных частот должно специально проверяться.

Анализ выражения (5) показывает, что требуемые свойства вещественной частотной характеристики $A(\omega)$ имеют место при различных сочетаниях параметров k , T_0 и T_1 . Используем обозначения $\alpha = T_0 / T_1$, $k_3 = kT_0$ и рассмотрим выбор эквивалентного коэффициента усиления k_3 при различных значениях параметра α (в общем случае можно полагать $\alpha > 1$).

Учитывая качественный характер выбранного критерия запаса устойчивости системы, задачу выбора коэффициента усиления, обеспечивающего высокое быстродействие и требуемый запас устойчивости, можно решить графоаналитическим методом с использованием результатов численного расчета характеристик $A(\omega)$ при различных значениях параметров α , k_3 и анализа их графиков.

На рис. 1 приведены графики, характеризующие влияние коэффициента k_3 на вид вещественных частотных характеристик $A(\omega_H)$ при различных значениях α . Здесь и далее частотные характеристики приводятся в зависимости от нормированной частоты $\omega_H = \omega T_0$. Рис. 1, а соответствует характеристике $A(\omega)$ вида (7), рис. 1, б — вида (5).

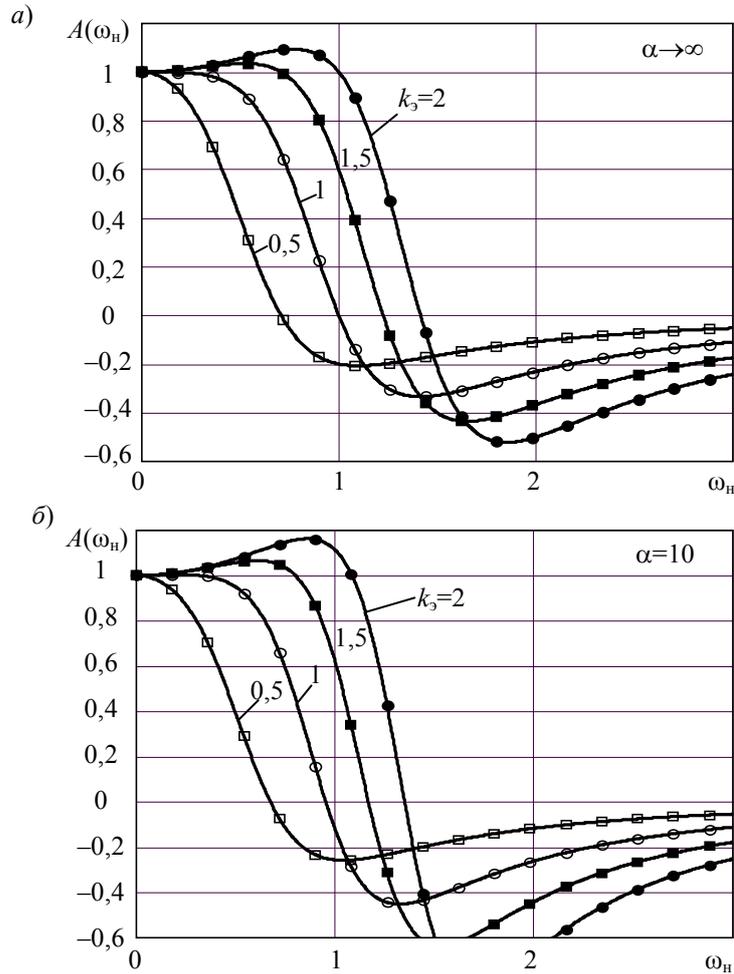


Рис. 1

Быстродействие следящей системы тем выше, чем шире полоса пропускания, определяемая по выбранному уровню частотной характеристики. Из двух постоянных времени T_0 и T_1 ключевое влияние на ширину полосы пропускания оказывает величина T_1 . При увеличении коэффициента усиления k и постоянном значении T_1 полоса пропускания расширяется, но при этом устойчивость системы снижается — происходит переход от монотонной частотной характеристики к резонансной и уровень ее пика повышается.

В качестве оптимальных значений коэффициента усиления k принимаются найденные по семействам вещественных частотных характеристик $A(\omega)$ значения $k_{opt} = k_{3, opt} / T_0$, где $k_{3, opt}$ — максимальные значения нормированного коэффициента усиления $k_3 = kT_0$, при которых для фиксированного соотношения $\alpha = T_0 / T_1$ выполняется условие монотонности характеристики $A(\omega)$. Таким образом, оптимальность в данном случае понимается как максимально возможное быстродействие системы при сохранении заданного запаса устойчивости. С увеличением постоянной времени T_1 и соответственно уменьшением параметра α значение $k_{3, opt}$ уменьшается.

На рис. 2, а—г приведены графики семейства вещественных частотных характеристик $A(\omega_H)$ вида (5) при различных значениях параметров k_3 и α в области значений нормированной частоты ω_H , близких к нулю, где и определяется монотонный или резонансный характер частотных характеристик.

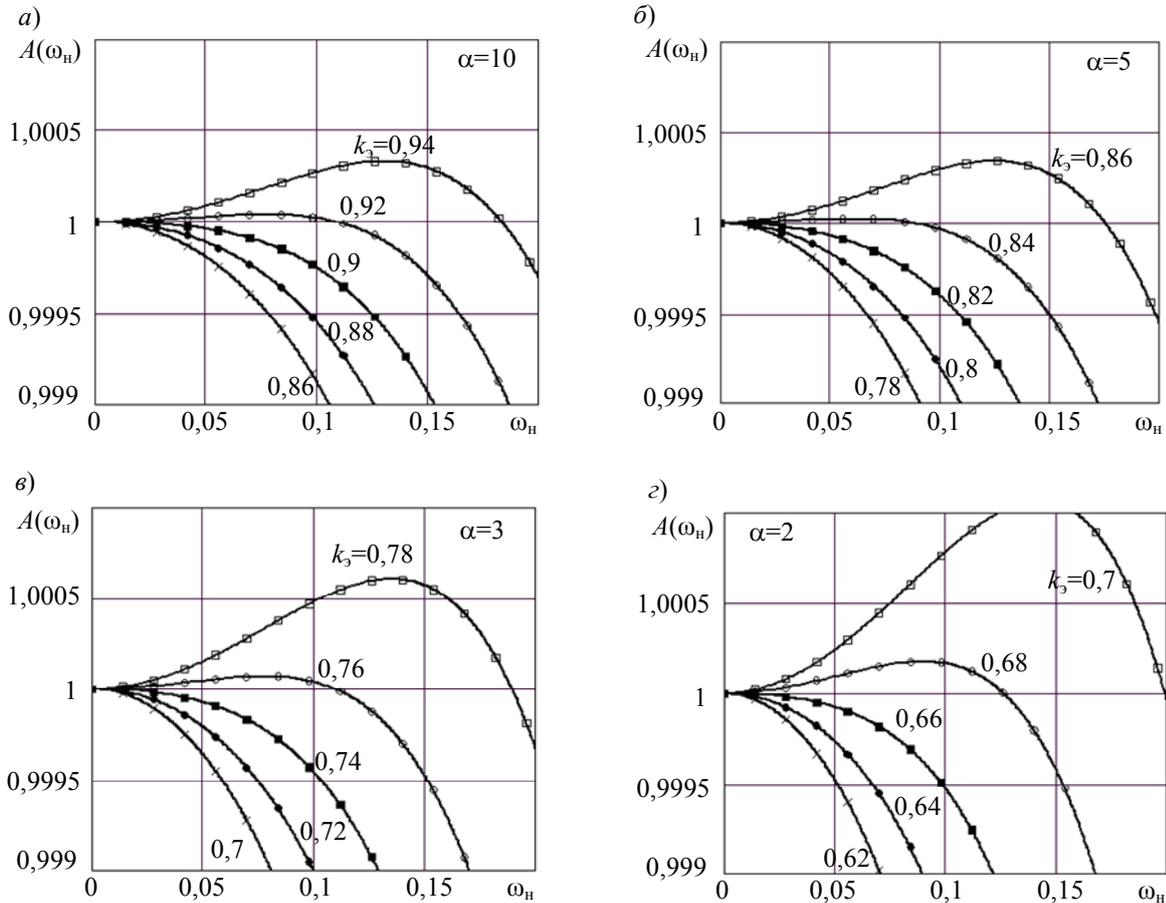


Рис. 2

Как следует из приведенных зависимостей, вид анализируемой вещественной частотной характеристики адаптивного контура весьма критичен к величине k_3 . Это подчеркивает важность выбора оптимального значения коэффициента усиления $k = k_{\text{opt}}$ для обеспечения требуемого быстродействия и запаса устойчивости. По семействам характеристик $A(\omega_H)$ вида (5) были определены значения эквивалентных коэффициентов усиления k_3 , при которых еще сохраняется их невозрастающий характер, а затем методом сплайн-интерполяции [9] получено аналитическое выражение, связывающее оптимальный коэффициент усиления адаптивного контура для передаточной характеристики вида (1) с его постоянными времени:

$$k_{\text{opt}} = \frac{1}{T_0} \left[1 - 0,67 \left(\frac{T_0}{T_1} \right)^{-0,85} \right]. \quad (9)$$

В диапазоне $5 \leq \alpha \leq \infty$, представляющем практический интерес, ошибка аппроксимации значений k_{opt} выражением (9) не превышает 1 %, при этом выбранному критерию качества регулирования соответствуют оптимальные значения k_{opt} , достаточно далекие от определяемых по критерию Гурвица [2, 5] предельно возможных значений коэффициента усиления $k_{\text{max}} = (1 + \alpha) / T_0$, особенно при больших α . Выбор коэффициента усиления k_{opt} , определяемого выражением (9), обеспечивает наибольшее быстродействие адаптивного контура при

фиксированных постоянных времени и заданном запасе устойчивости. При $T_1 \rightarrow 0$ согласно выражению (9) коэффициент $k_{\text{opt}} = 1/T_0$.

Итак, представлено графоаналитическое решение задачи оптимизации параметров адаптивного контура следящей системы автоматического управления по критерию максимального быстродействия при обеспечении требуемого запаса устойчивости. Предложенная методика может быть реализована при задании передаточной характеристики адаптивного контура произвольного вида при условии непрерывности соответствующей вещественной частотной характеристики в области положительных частот. Полученные результаты могут быть использованы при проектировании различных следящих систем автоматического управления, применяемых в составе технологических установок и робототехнических систем, а также транспортных средств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фомин В. Н., Фрадков А. Л., Якубович В. А. Адаптивное управление динамическими процессами. М.: Наука, 1981. 448 с.
2. Радиоавтоматика / В. А. Бесекерский, А. А. Елисеев, А. В. Небылов и др.; Под ред. В. А. Бесекерского. М.: Высш. школа, 1985. 271 с.
3. Воронцов М. А., Корябин А. В., Шмальгаузен В. И. Управляемые оптические системы. М.: Наука, 1989. 272 с.
4. Растринин Л. А. Системы экстремального управления. М.: Наука, 1974. 630 с.
5. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1975. 768 с.
6. Александров А. Г. Оптимальные и адаптивные системы. М.: Высш. школа, 1989. 263 с.
7. Лукьянов Д. П., Корниенко А. А., Рудницкий Б. Е. Оптические адаптивные системы. М.: Радио и связь, 1989. 240 с.
8. Астроследящие системы / Б. К. Чемоданов, В. Л. Данилов, В. Д. Нефедов и др.; Под ред. Б. К. Чемоданова. М.: Машиностроение, 1977. 304 с.
9. Завьялов Ю. С., Корнейчук Н. П. Сплайны в теории приближений. М.: Наука, 1984. 352 с.

Сведения об авторах

- Георгий Николаевич Мальцев** — д-р техн. наук, профессор; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра космических радиотехнических систем, Санкт-Петербург; E-mail: georgy_maltsev@mail.ru
- Глеб Игоревич Афонин** — Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра перспектив развития АСУ и связи, Санкт-Петербург; ст. науч. сотрудник, начальник лаборатории; E-mail: csm@nm.ru

Рекомендована кафедрой
космических радиотехнических
систем

Поступила в редакцию
06.11.13 г.

А. Л. Колола, С. О. Попов

ОПТИМИЗАЦИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УЧЕТА ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

Предложен метод оптимизации автоматизированной системы контроля и учета энергоресурсов на трансформаторных подстанциях для технического контроля электроэнергии в целях построения упрощенной схемы индикации состояния электросети и увеличения ее надежности без потери информативности.

Ключевые слова: электросеть, трансформаторная подстанция, линия связи, счетчик, фаза.

Внедрение эффективной системы коммерческого и технического учета электроэнергии на обширной территории с развитой сетью электрокоммуникаций сопряжено с множеством проблем, связанных с правильной установкой измерительного оборудования, необходимостью учета всех важнейших параметров электросети и максимально точного их подсчета.

Например, в промышленной зоне, на территории с множеством помещений, где совокупная длина фазовых проводников измеряется километрами, использование отдельных, обособленных друг от друга счетчиков электроэнергии труднореализуемо. Интегрирование в электросеть автоматизированной системы контроля и учета энергоресурсов (АСКУЭ) позволяет осуществлять эффективный учет электроэнергии, так как все счетчики объединены в сеть, а данные, поступающие со счетчиков, направляются для дальнейшей обработки в центральное устройство системы [1].

В связи с большой долей неэффективно расходуемой электрической энергии государственный курс на сокращение сверхнормативных потерь и внедрение энергосберегающих технологий утверждается как одно из приоритетных направлений развития науки и техники [2]. В соответствии с постановлением Правительства РФ [3] новые потребители обязаны устанавливать автоматизированные системы контроля и учета энергоресурсов с памятью профиля мощности на 120 дней и точностью 0,5S и выше.

На многих предприятиях до сих пор используется устаревшее оборудование с дисковыми счетчиками, без каких-либо интерфейсов, что не позволяет осуществлять соответствующий современным требованиям контроль за потоками электроэнергии. Поэтому необходимость модернизации подстанций является актуальной задачей для предприятий с развитой электросетью.

В настоящей статье рассматривается метод оптимизации АСКУЭ для работы в трехфазных промышленных сетях без предварительно установленных многофункциональных трехфазных счетчиков. Данные о состоянии электросети в этом случае поступают не со счетчиков, а посредством прямых измерений тока и напряжения.

В качестве объекта исследования рассматривается трансформаторная подстанция, имеющая один ввод напряжением 0,4 кВ, несколько десятков фидеров (распределительных кабельных питающих линий — отводов к потребителям) и программно-аппаратный комплекс, удовлетворяющий требованиям типовой АСКУЭ [4].

Независимо от типа устройств считывания все данные поступают в контроллер опроса, который подключен к трехфазным счетчикам трансформаторного включения. На рис. 1 приведена типовая схема учета электроэнергии на подстанции, где 1 — контроллер, 2 — трансформаторы тока, 3 — испытательная коробка, подсоединяемая к трансформаторам, 4 — счет-

чик, подключенный к автоматизированной системе через магистрали связи. Хранение информации осуществляется на сервере, подключенном к локальной сети по линии Ethernet [5].

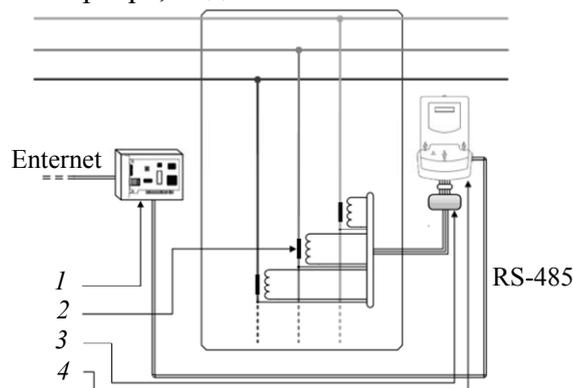


Рис. 1

Такой способ считывания параметров электросети имеет ряд недостатков:

- площадка для установки счетчика и испытательной коробки имеет значительные размеры, что затрудняет их размещение трансформаторной подстанции;
- счетчики устанавливаются отдельно от трансформатора, что обуславливает необходимость прокладки многожильных проводов;
- помимо существенных материальных затрат на провода, испытательные коробки и счетчики, требуются значительные временные затраты на подключение (один электрик может подключить в среднем два счетчика в день);
- большое число элементов и соединений фидера приводит к увеличению вероятности ошибок, обусловленных человеческим фактором: например, при наличии множества проводов легко перепутать местами фазы на счетчике;
- система, состоящая из множества счетчиков, получается несвязанной, так как каждый счетчик содержит определенный независимый набор измерительных элементов, характеризующихся погрешностями; в идеальном случае каждым счетчиком измеряется напряжение на одних и тех же эквипотенциальных поверхностях (проводниках фаз);
- сопротивление каждого из проводников оказывает влияние на результат измерения энергии каждым последующим счетчиком на линии.

Для устранения вышеперечисленных недостатков, а также сокращения издержек, связанных с внедрением счетчиков на необорудованной территории, необходимо изменить подход к измерению некоторых параметров электросети. Предлагаемый подход заключается в минимизации количества узлов системы учета электроэнергии на подстанции. Реализация данного подхода предполагает решение двух задач:

- 1) построение алгоритма подсчета основных физических параметров электросети;
- 2) подбор средств измерения (датчиков) этих параметров, выбор мест установки таких средств и методов индикации состояния электросети.

Для решения задачи подсчета параметров электросети необходимо определить, какие базовые физические величины должны измеряться датчиками и каким образом будут вычисляться производные величины.

Фазовый ток I и напряжение U измеряются непосредственно датчиками.

Частота f сети обратно пропорциональна времени t между локальными максимумами функции напряжения $U(t)$:

$$f = 1/t.$$

Полная мощность S цепи переменного тока содержит две составляющие [6]:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2},$$

где P — активная мощность, Q — реактивная мощность.

Активная мощность определяется как

$$P = UI \cos \varphi ,$$

где φ — угол сдвига фаз.

Реактивная мощность Q при отсутствии отставания фазы I от фазы U равна нулю, с возрастанием угла φ она увеличивается:

$$Q = UI \sin \varphi .$$

Угол сдвига фаз вычисляется на основе измеренного датчиками временного интервала t между точками пересечения оси абсцисс функциями напряжения 1 и тока 2 (рис. 2). Датчик

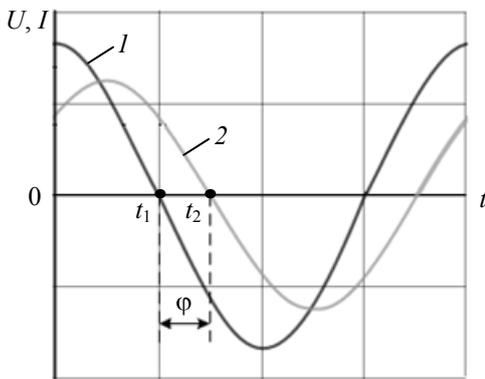


Рис. 2

уровня напряжения фиксирует в момент времени t_1 переход функции $U(t)$ из области положительных чисел в область отрицательных, в момент времени t_2 аналогичная процедура выполняется датчиком функции $I(t)$. Для нахождения угла φ достаточно осуществить математическое преобразование параметров f и $t = t_2 - t_1$.

Коэффициент мощности C определяется соотношением

$$C = P / S .$$

Углы α между фазовыми напряжениями определяются путем анализа сдвига фазы на графике изменения напряжений.

Рассматриваемый метод измерения электроэнергии предполагает использование трех вольтметров между фазами, трех амперметров на вводах и трех амперметров на выводах подстанции. Напряжение измеряется только на общих шинах: так как проводники — это, в идеале, эквипотенциальные поверхности, то для измерения напряжения на каждом фидере не следует использовать отдельный счетчик.

На рис. 3 представлен график изменения напряжений по трем фазам по показаниям 26 счетчиков одной подстанции (здесь, по оси абсцисс, N — условный номер счетчика). Анализ графика показывает, что максимальное отклонение напряжения от среднего значения для одного из счетчиков составляет 1,87 В, т.е. менее 1 %. Кроме того, некоторые счетчики включены неправильно, их фазы перепутаны (например, на последнем счетчике перепутаны фазы 1 и 3).

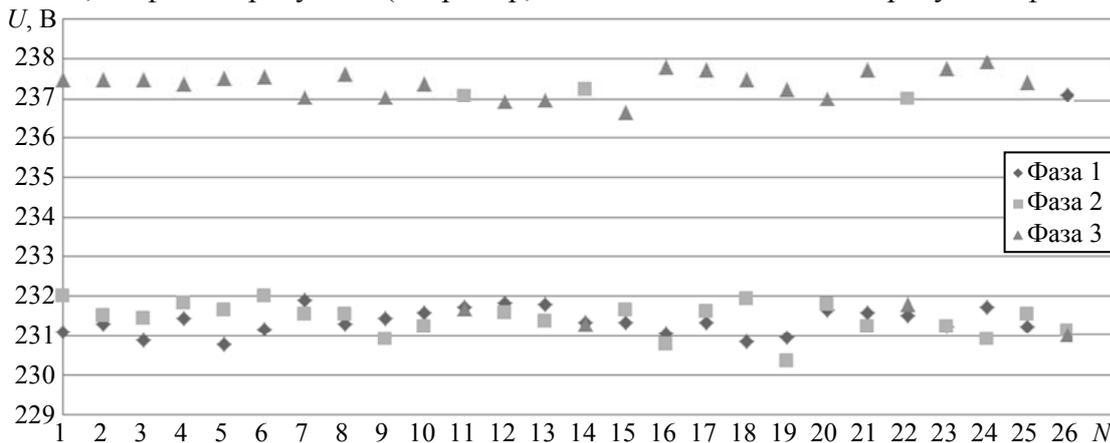


Рис. 3

Значения тока фиксируются на каждом фидере и контролируются путем сравнения со значениями тока на вводе подстанции.

Для получения автоматизированной системой всей необходимой информации требуется подобрать соответствующие измерительные и вычислительные устройства, а также обеспечить возможность обмена данными между ними.

Согласно рассмотренному алгоритму необходимы следующие средства измерения с принципиальными местами установки (рис. 4): 1 — три вольтметра между фазовыми проводниками для измерения напряжений, устанавливаются между вводом и фидерами; 2 — три амперметра на фазовых проводниках, устанавливаются непосредственно после ввода; 3 — три амперметра, устанавливаются на каждом фидере.

Самые надежные элементы системы — вольтметры на вводе, а основными элементами являются амперметры на фидерах, так как их в десятки раз больше, чем любых других элементов системы (поэтому установке и эксплуатации именно амперметров стоит уделить особое внимание).

В типовом решении для подключения счетчиков использовались трансформаторы тока. Во избежание усложнения конструкции с применением стандартных элементов в модернизированной системе предлагается использовать те же трансформаторы тока, заменив верхнюю панель на контроллер с интерфейсом и индикаторами работы.

Принципиальная схема контроллера представлена на рис. 5. Питание контроллера и передача данных осуществляются по общей шине. Основные элементы контроллера:

- измеритель тока — снимает данные со стандартного трансформатора тока, через который проходит питающая потребителя шина;
- приемопередатчик CAN;
- индикаторные светодиоды: TX — отображает передачу данных, RX — отображает прием данных, ACK — подтверждает получение пакета данных, CNT — индикатор тока, PWR — индикатор питания;
- микроконтроллер.

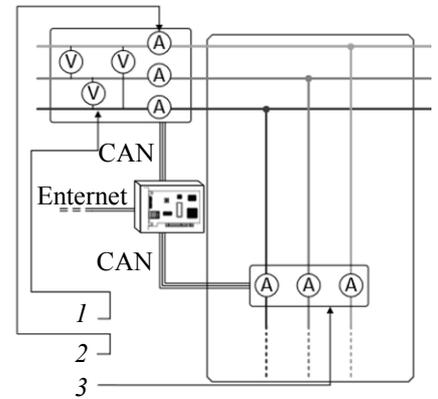


Рис. 4

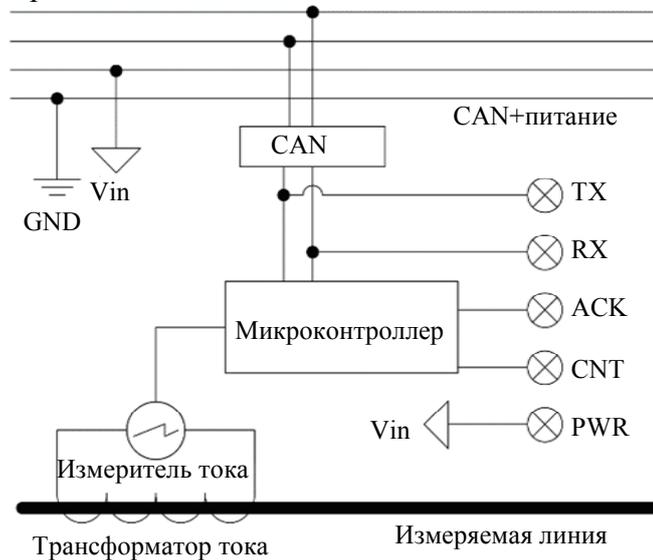


Рис. 5

Контроллеры, измеряющие напряжение на входе, устроены аналогичным образом. Для измерения разности потенциалов вместо измерителя тока используется измеритель напряжения, при этом светодиод CNT предназначен для индикации того, что значение напряжения находится в штатных диапазонах.

Предложенный метод автоматизированного измерения физических величин при сравнительно меньшем объеме аппаратных средств так же информативен, как и в типовом решении, при этом внесены минимальные изменения в систему считывания электрических

параметров в целом. Эффективность индикации связана с точностью измерительных приборов, подключаемых к фазам, и со скоростью передачи данных по линиям связи. Так как все приборы устанавливаются непосредственно на фазовые проводники и фидеры, с уменьшением количества кабелей надежность системы возрастет.

Статья подготовлена по результатам работы, выполненной при государственной финансовой поддержке ведущих университетов РФ, субсидия 074 – У01.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сбор данных по сетям. Инкотекс [Электронный ресурс]: <http://www.incotexcom.ru/plc_all.htm>.
2. Соловьев М. М., Тихоненко Ю. Ф. Государственная политика энергосбережения // Энергонадзор и энергобезопасность. 2012. № 2. С. 57—60.
3. О функционировании розничных рынков электрической энергии, полном и (или) частичном ограничении режима потребления электрической энергии: Постановление Правительства РФ от 04 мая 2012 г., № 442 // Российская газета [Электронный ресурс]: <<http://www.rg.ru/2012/06/05/energorynki-site-doc.html>>.
4. ГОСТ 8.217-2003. Государственная система обеспечения единства измерений. Трансформаторы тока. Методика поверки. Введ. 01.04.2004. М.: Изд-во стандартов, 2003.
5. Popov S., Chernyy E. Developing of energy resources accounting and controlling system for the Internet of things // Proc. of the 14th Conf. of Fruct Association. 2013. С. 107—112.
6. Усольцев А. А. Общая электротехника: Учеб. пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. 301 с.

Сведения об авторах

- Алексей Леонидович Колола** — студент; Университет ИТМО, кафедра проектирования и безопасности компьютерных систем, Санкт-Петербург;
E-mail: alexey.kolola@mail.ru
- Сергей Олегович Попов** — аспирант; Университет ИТМО, кафедра компьютерных технологий, Санкт-Петербург; E-mail: sp@winghouse.ru

Рекомендована кафедрой
проектирования и безопасности
компьютерных систем

Поступила в редакцию
13.03.14 г.

Н. Я. МАМЕДОВ, Н. Т. АБДУЛЛАЕВ, Г. С. АГАЕВА

ЧИСЛЕННЫЙ АЛГОРИТМ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Рассматривается алгоритм спектрального анализа измерительных сигналов, позволяющий при расчете комплексных коэффициентов Фурье исключить операции комплексного умножения, что характерно для алгоритма быстрого преобразования Фурье. Приведены функциональная схема аппаратной реализации предлагаемого алгоритма и временная диаграмма работы устройства.

Ключевые слова: спектральный анализ, комплексные коэффициенты Фурье, алгоритм расчета, функциональная схема, аппаратная реализация.

Применение цифровой аппаратуры на базе БИС и микроконтроллеров для автоматизации и обеспечения точности и быстродействия процесса измерений приводит к необходимости разработки новых структурных схем измерительных систем и совершенствования алгоритмов цифровой обработки сигналов, в частности алгоритмов спектрального анализа.

Эффективным способом обработки сигналов является алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ), что связано с уменьшением количества операций комплексного умножения и сложения. Однако все компоненты спектра при использовании БПФ вычисляются, как правило, почти одновременно, и поэтому при определении одного или малого числа компонентов применение этого метода неэффективно. Обычно при использовании БПФ для анализа спектра итерационный процесс расчета коэффициентов Фурье осуществляется после получения всех необходимых цифровых отсчетов исследуемого сигнала, что исключает возможность обработки внутри периода измерения [см. лит.].

В настоящей статье предлагается алгоритм спектрального анализа измерительных сигналов, позволяющий нивелировать указанные недостатки.

Суть алгоритма заключается в следующем. Пусть периодический непрерывный сигнал $y = f(t)$ характеризуется выражением

$$f(t) = \sum_{n \rightarrow -\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega t},$$

где $\omega = 2\pi / T$, здесь T — период; C_n — комплексные коэффициенты Фурье, определяемые как

$$C_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jn\omega t} dt.$$

Далее, используя заданную зависимость $y = f(t)$, определим новую неявную функцию y в зависимости от t :

$$y = f(t + \alpha y), \tag{1}$$

где α — малая постоянная величина.

Выражение (1) соответствует время-импульсному преобразованию мгновенных значений исследуемого сигнала $f(t)$ по формуле $k\Delta t = f(t + \Delta t)$; $k\Delta t$ является информационным параметром для время-импульсного метода преобразования, где k — крутизна пилообразного напряжения. Приняв $k\Delta t = y$, получим $\Delta t = y/k$, тогда $y = f\left(t + \frac{1}{k}y\right)$. При этом крутизна развертки определяется как $k = 1/\alpha$.

Зависимость (1) определяет y как однозначную неявную функцию от t ; если $f(t)$ дифференцируема, т.е. имеет ограниченную первую производную, то функция $f(t)$ удовлетворяет условию

$$|\alpha f'(t)| < 1,$$

которое является условием существования и единственности неявной функции для зависимости (1). Тогда зависимость (1) определяет некоторую однозначную функцию вида

$$y = F(t, \alpha). \quad (2)$$

Можно доказать, что если $f(t)$ — это непрерывный сигнал, имеющий ограниченную производную первого порядка, то зависимость $y = F(t, \alpha)$ также будет непрерывной и имеющей ограниченную производную. При этом если сигнал $f(t)$ имеет период T , то и $F(t, \alpha)$ также будет иметь период T . Тогда для преобразованной зависимости (2) разложение в ряд Фурье будет иметь следующий вид:

$$F(t, \alpha) = \sum_{n \rightarrow -\infty}^{\infty} G_n e^{-jn\omega t}.$$

Для определения коэффициентов G_n необходимо зависимость (1) представить в явном виде (2). Так как это не всегда выполнимо, то следует зависимость (1) представить в параметрической форме.

Для этого, выбрав в качестве параметра $u = t + \alpha y$, после некоторых преобразований вместо неявной формы заданной зависимости (1) получим зависимость, представленную в параметрической форме:

$$\left. \begin{aligned} y &= f(u), \\ t &= u - \alpha f(u). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Используя уравнения (3), определим явные выражения для коэффициентов Фурье G_n . Для коэффициента Фурье G_0 с учетом периодичности сигнала получим

$$G_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t + \alpha y) dt = \frac{1}{T} \int_0^T f(u)(1 - \alpha f'(u)) du = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = C_0.$$

Равенство $G_0 = C_0$ означает, что преобразование (1) не изменяет постоянную составляющую исходного и преобразованного сигналов.

Аналогичным образом, используя уравнения (3), с учетом периодичности преобразованного сигнала получим выражение для остальных составляющих комплексного коэффициента Фурье:

$$G_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t + \alpha y) e^{-jn\omega t} dt = \frac{1}{2\pi j n \alpha} \int_0^T e^{-jn\omega(t - \alpha f(t))} dt, \quad n \neq 0. \quad (4)$$

Используя выражение (4) и непосредственно вычисляя предел $\lim_{\alpha \rightarrow 0} G_n$, получаем

$$\lim_{\alpha \rightarrow 0} G_n = C_n.$$

Отсюда следует, что при малых значениях α существует положительная ограниченная величина A , для которой справедливо условие $|C_n - G_n| \leq A\alpha$. Посредством выбора α можно обеспечить выполнение условия $A\alpha < \varepsilon$. Что касается конкретной величины A , то можно отметить ее зависимость от класса исследуемого сигнала $f(t)$, т.е. его спектральных и дифференциальных свойств. Например, для периодических сигналов, имеющих ограниченную первую производную, величина A оценивается выражением $A = \max_{t \in [0, T]} f(t)f'(t)$.

Таким образом, при соответствующем выборе числа α расчет коэффициентов C_n можно заменить расчетом коэффициентов G_n . Ввиду малости числа α можно ожидать, что разность $F(t, \alpha) - f(t)$ также будет невелика.

Использование видоизмененной функции (1) позволяет при малых значениях α получить выражения для расчета комплексных коэффициентов Фурье в виде, исключающем необходимость операций умножения исходной функции на ортогональные составляющие функции $e^{-jn\omega t}$. Это, в свою очередь, упрощает алгоритм вычисления коэффициентов Фурье.

Если сигнал $f(t)$ представлен дискретными значениями в M точках отрезка $[0, T]$, что характерно для цифровой обработки сигналов, то для вычисления комплексных коэффициентов Фурье может быть использовано выражение

$$G_n = \frac{T}{2\pi j M n \alpha} \sum_{i=1}^M e^{-jn\omega \alpha_i}, \tag{5}$$

где $\alpha_i = t_i - \alpha f(t_i)$, $t_i = i \frac{T}{M}$ — моменты отсчета мгновенных значений.

Алгоритм (5) можно реализовать различными аппаратными способами. Возможны параллельное, последовательное и выборочное определение комплексных коэффициентов Фурье.

Функциональная схема цифрового спектрального анализатора, реализующего предлагаемый алгоритм, представлена на рис. 1, где НО — нуль-орган (компаратор); П — преобразователь интервала времени в код; ГН — генератор линейно-изменяющего напряжения; УФП — устройство формирования периода преобразования T (таймер); БУ — блок управления (микроконтроллер); ГТИ — генератор тактовых импульсов; БФП — блок функциональных преобразователей; БС — блок сумматоров.

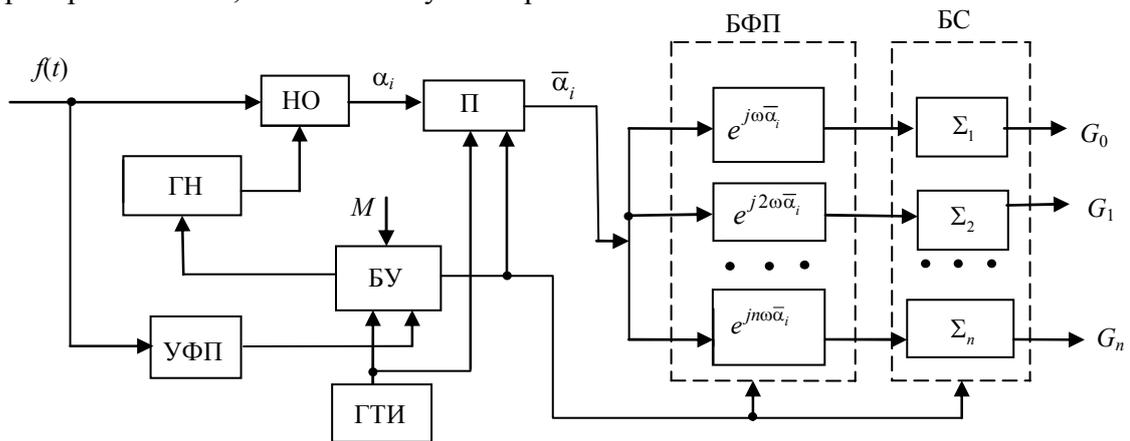


Рис. 1

Временная диаграмма работы представленного анализатора приведена на рис. 2. Исследуемый сигнал $f(t)$ (рис. 2, а) подается на нуль-орган и устройство формирования, которое определяет период T исследуемого процесса посредством выдачи импульсов начала V_1 и конца V_2 периода (рис. 2, б). Импульсы генератора тактовых импульсов (рис. 2, в) подаются также в блок управления, определяющий, в зависимости от значения M , интервал дискретизации

$\Delta t = T/M$ (рис. 2, з) и моменты запуска $t'_i = i\Delta t - \alpha U_0$, $i = \overline{1, M}$, генератора линейно изменяющихся напряжений (рис. 2, д); также блок управления синхронизирует работу БФП и БС. Если $t_i = i\Delta t$ считать моментами перехода сигнала ГН через нуль, то на выходе нуля-органа фиксируются моменты $\alpha_i = t_i - \alpha f(t_i)$ (рис. 2, е, ж). С помощью преобразователя временной интервал от нуля до α_i по сигналам блока управления преобразуется в двоичный код $\bar{\alpha}_i$, пропорциональный количеству импульсов N_i (рис. 2, з). Затем полученные значения двоичного кода $\bar{\alpha}_i$ поступают в блок функциональных преобразователей, где формируются значения экспонент $e^{jn\omega\bar{\alpha}_i}$. Эти значения накапливаются в блоке сумматоров и по окончании периода измерения на их выходе формируются комплексные значения коэффициентов Фурье G_n .

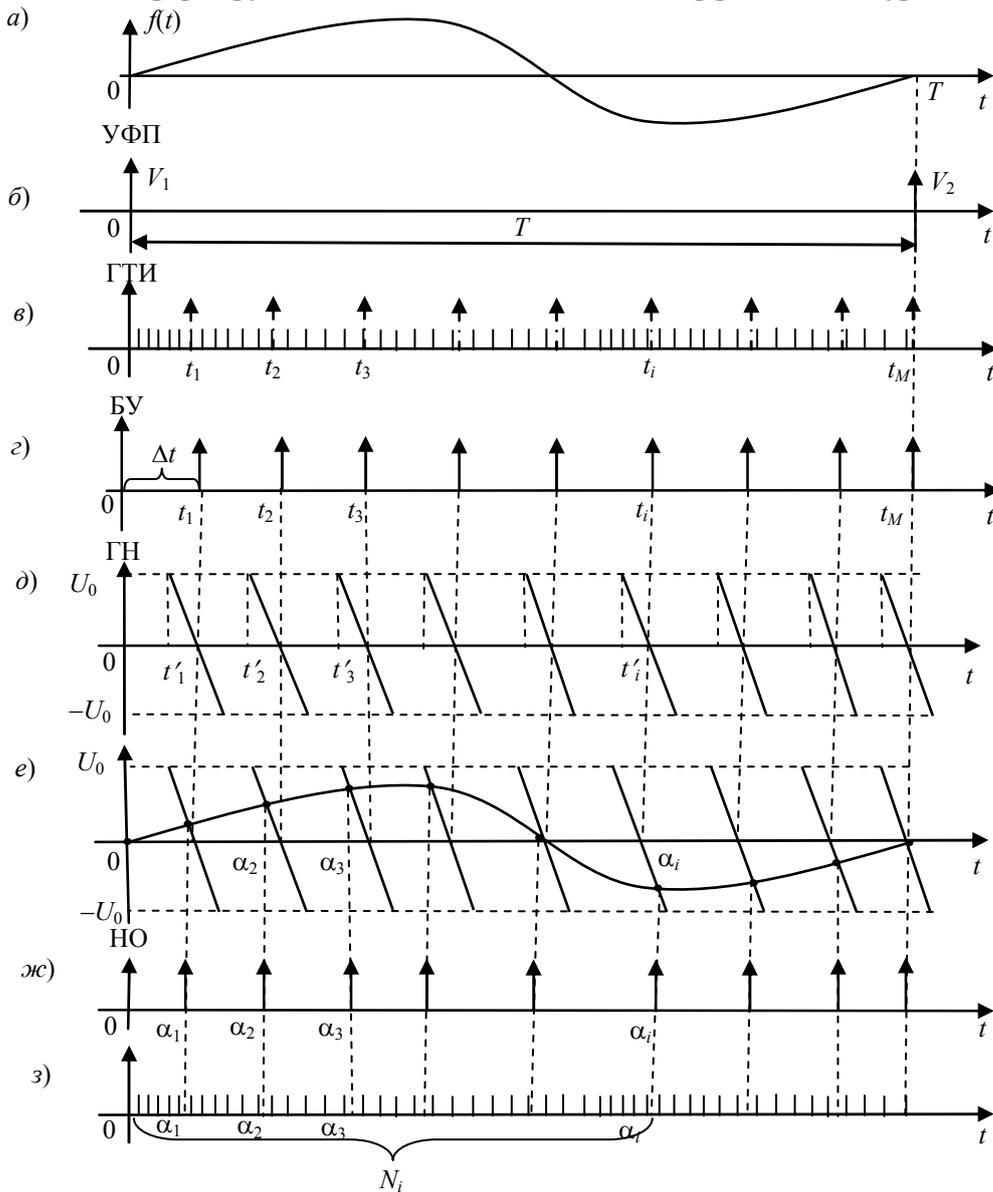


Рис. 2

Таким образом, при использовании время-импульсного преобразования алгоритм (5) сравнительно легко реализуется, так как величина $\alpha_i = t_i - \alpha f(t_i)$ вычисляется непосредственно. По мере получения значений α_i внутри исследуемого периода, согласно формуле (5), производится обработка (функциональное преобразование и суммирование), позволяющая по

окончании периода исследуемого сигнала иметь на выходе значения комплексных коэффициентов $G_1 — G_n$.

Анализ работы рассмотренного устройства доказывает эффективность предложенного алгоритма, что подтверждается исключением операций комплексного умножения, характерного для алгоритма БПФ. Эффективность рассмотренного алгоритма повышается, если исследуемый сигнал относится к классу низких и инфракрасных частот.

ЛИТЕРАТУРА

Исмаилов Ш. Ю., Абдуллаев И. М., Мамедов Н. Я. Преобразование и цифровая обработка непрерывных сигналов. Баку: Элм, 2004. 183 с.

Сведения об авторах

- Мамедов Нураддин Ясинович** — канд. техн. наук, доцент; Азербайджанская государственная нефтяная академия, кафедра высшей математики, Баку
- Абдуллаев Намик Таирович** — канд. техн. наук, доцент; Азербайджанский технический университет, кафедра телевидения и радиосистем, Баку; Email: a.namik46@mail.ru
- Агаева Гюнель Сяйагушевна** — магистр; Азербайджанская государственная нефтяная академия, кафедра информационно-измерительной и компьютерной техники, Баку; E-mail: gunel_asoa@yahoo.com

Рекомендована кафедрой
телевидения и радиосистем АзТУ

Поступила в редакцию
13.02.14 г.

УДК 004.056.53

К. А. ЩЕГЛОВ, А. Ю. ЩЕГЛОВ

МЕТОД КОНТРОЛЯ ДОСТУПА К ФАЙЛАМ НА ОСНОВЕ ИХ РУЧНОЙ И АВТОМАТИЧЕСКОЙ РАЗМЕТКИ

Предложен метод контроля доступа к файлам на основе их ручной и автоматической разметки, предполагающий исключение сущности „объект доступа“ из схемы контроля доступа.

Ключевые слова: защита информации, защита от несанкционированного доступа, контроль и разграничение доступа.

Введение. В работе [1] предложены принципы и методы контроля доступа к создаваемым файловым объектам, а именно — к файлам, отсутствующим на момент задания администратором разграничительной политики доступа, т.е. к файлам, создаваемым пользователями после разграничения доступа, в процессе работы системы. Реализация данных принципов позволяет исключить сущность „объект доступа“ из схемы контроля доступа, а разграничительная политика позволяет разграничить доступ к обрабатываемой на компьютере информации непосредственно между субъектами доступа (что, в конечном счете, и требуется на практике), а не контролировать доступ субъектов к объектам.

В настоящей статье предложен метод контроля доступа к файлам, основанный как на автоматической, так и на ручной (реализуемой администратором) разметке файлов, исследуется универсальность и общность метода, рассматриваются варианты его практической реализации.

Контроль доступа к создаваемым файлам на основе их автоматической разметки. Рассмотрение данного метода базируется на реализованном и апробированном авторами

техническом решении компьютерной системы защиты информации (КСЗИ) „Панцирь+“ для ОС Microsoft Windows.

Субъекты доступа, определяемые тремя сущностями — исходное имя (SID) пользователя, эффективное имя пользователя, имя процесса (полнопутевое имя исполняемого файла процесса), назначаются из интерфейса, проиллюстрированного на рис. 1. Необходимость идентификации в современных средствах защиты субъекта доступа тремя сущностями обоснована в работах [2, 3]. В интерфейсе задаются субъекты, которые примут участие в разграничительной политике. При задании субъектов доступа могут использоваться маски и переменные среды окружения.

Правила доступа задаются из интерфейса (рис. 2), в котором субъекты доступа отображаются присвоенными им при создании именами (см. рис. 1).

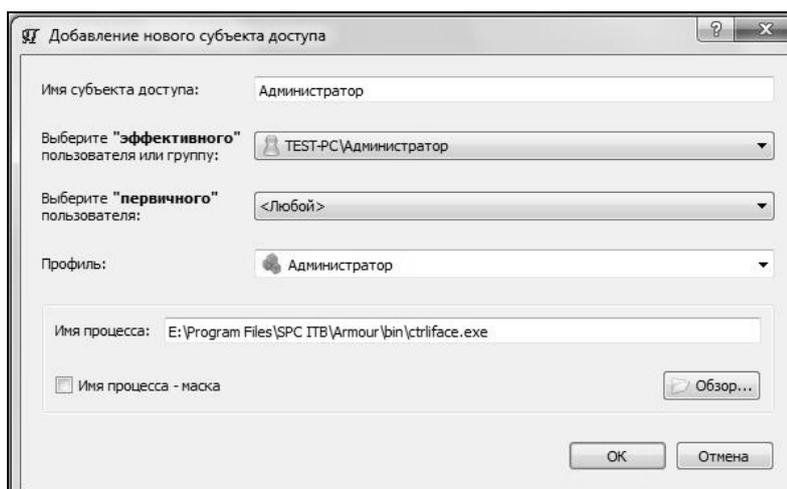


Рис. 1

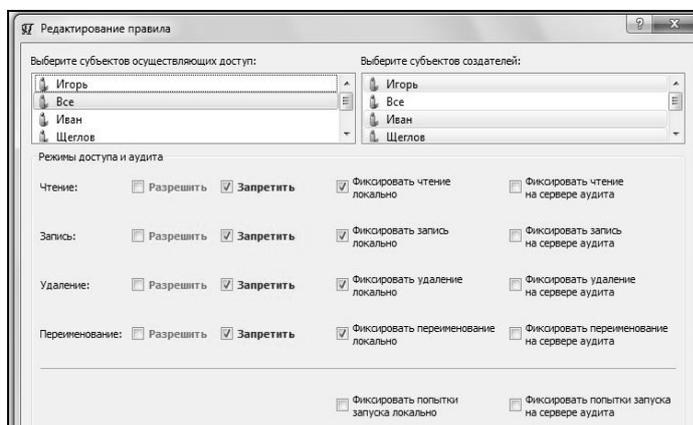


Рис. 2

Контроль доступа реализуется следующим образом. При создании субъектом нового файла он автоматически размечается средством контроля доступа, т.е. файлом наследуется учетная информация субъекта доступа (определяемая соответствующими тремя сущностями), создавшего этот файл. Данная информация размещается в атрибутах созданного файла. Аналогичным образом размечается и неразмеченный ранее файл при его модификации контролируемым субъектом.

При запросе же доступа к любому файлу средство контроля анализирует наличие унаследованной файлом учетной информации создавшего его субъекта доступа, а при наличии — ее содержимое. Это осуществляется посредством считывания и анализа атрибутов файла, к которому запрошен доступ. В соответствии с заданными из интерфейса администратором

правилами доступа (см. рис. 2) средство контроля предоставляет запрошенный субъектом доступ либо отказывает в нем, признавая тем самым запрос доступа несанкционированным.

В двух словах, о назначении правил доступа. В правом столбце интерфейса „Выберите субъектов-создателей“ (см. рис. 2) задаются субъекты, создающие файлы, последующий доступ к которым будет контролироваться. Для каждого заданного в правом столбце субъекта в левом столбце „Выберите субъектов, осуществляющих доступ“ задаются субъекты, которым разрешается доступ к файлам, созданным заданным субъектом-создателем, и назначаются права доступа к этим файлам (чтение, запись, переименование, удаление), а также режимы аудита.

З а м е ч а н и е . Запрет на исполнение создаваемого файла установлен „по умолчанию“ и не вынесен в интерфейс. Разрешать исполнение созданных пользователями файлов запрещается, в противном случае сразу возникает проблема запуска на защищаемом компьютере вредоносных программ [4].

Таким образом, рассмотренное решение позволяет реализовать эффективную разграничительную политику доступа к создаваемым файлам, т.е. непосредственно к обрабатываемой на компьютере информации.

Контроль доступа к статичным файлам на основе их ручной разметки. Рассмотрим реализацию контроля доступа к статичным (системным) файлам, т.е. файлам, которые не создаются в процессе работы компьютера, а уже присутствуют на момент настройки администратором разграничительной политики доступа. В данном случае метод контроля доступа основан на ручной разметке файлов, а не на автоматической. Разметка состоит в осуществляемой администратором записи в атрибуты файла учетной информации субъекта доступа (определяемой тремя сущностями) по аналогии с рассмотренным выше методом. Отличие заключается в том, что учетная информация субъекта доступа, используемая при ручной разметке файла, формируется не автоматически, а администратором, по его усмотрению. Это позволяет включить в схему контроля доступа, основанную на разметке файлов, статичные (системные) объекты. По отношению к ним средство контроля доступа будет обрабатывать запросы так же, как и к создаваемым файлам, используя их разметку.

Рассмотрим реализацию ручной разметки файлов администратором на примере упомянутого апробированного решения (КСЗИ „Панцирь+“ для ОС Microsoft Windows).

Используя интерфейс программы разметки файлов (рис. 3), администратор может проанализировать текущую разметку файлов, вручную разметить выбранный файл (одновременно все файлы в выбранной папке) либо удалить существующую разметку.

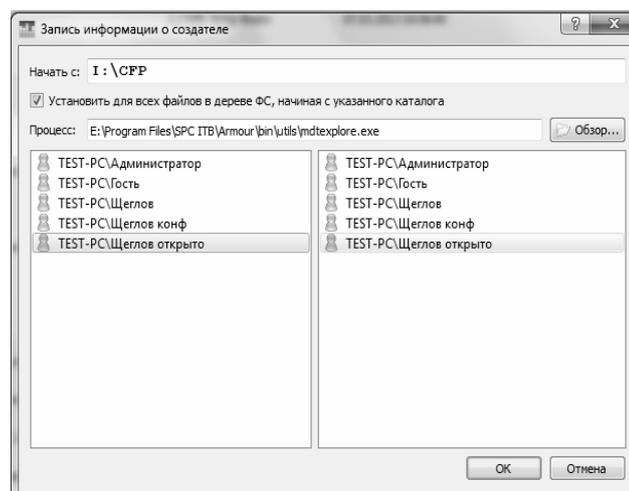


Рис. 3

В правом столбце интерфейса задается исходное имя пользователя, в левом — эффективное. Заметим, что здесь используются точные указатели имен пользователей и процессов, которые будут сохранены в атрибутах файла (файлов в выбранной папке).

Замечание. Применительно к рассмотренному примеру, средство защиты должно разрешать интерактивным пользователям исполнение файлов, которые размечены как созданные администратором.

Таким образом, по сути, вручную моделируются те же действия по разметке файлов, что и при их автоматической разметке.

Файлы, размеченные вручную администратором и автоматически при создании (модификации ранее не размеченных), одинаково отображаются в проводнике средства защиты (рис. 4).

Имя	Размер	Тип	Дата изменения	Имя пользователя	Имя процесса
Локальный диск (E:)		Диск	06.03.2013 13:02:16		
Seagate Expansion Drive (G:)		Диск	07.03.2013 10:56:40		
SRECYCLE.BIN		Папка с файлами	31.01.2013 14:28:16		
1.bmp	2,2 Мб	bmp Файл	07.03.2013 10:56:40		
Autorun.inf	182 байт	inf Файл	23.02.2012 13:07:48		
CFP		Папка с файлами	26.11.2012 11:02:35		
cfr_x64.exe	1,3 Мб	exe Файл	21.03.2013 15:10:50	TEST-PC\Щеглов открыто	E:\Program Files\SPC ITB\Armour\bin\utils\mdtexplore.exe
cfr_x64.msi	7,0 Мб	msi Файл	21.03.2013 15:10:50	TEST-PC\Щеглов конф (TEST-PC\Щеглов открыто)	E:\Program Files\SPC ITB\Armour\bin\utils\mdtexplore.exe
cfr_x86.exe	1,3 Мб	exe Файл	21.03.2013 15:10:51	TEST-PC\Щеглов открыто	E:\Program Files\SPC ITB\Armour\bin\utils\mdtexplore.exe

Рис. 4

Итак, используя рассмотренный метод контроля доступа к файлам на основе их разметки (и ручной, и автоматической), можно реализовать разграничительную политику доступа как к создаваемым, так и к системным файлам. Это, однако, еще не позволяет утверждать, что данный метод контроля доступа универсален, т.е. может использоваться для решения всех необходимых на практике задач контроля доступа к файловым объектам и не требует при этом дополнительного применения иных методов. Для исследования этой проблемы необходимо рассмотреть решение задачи контроля доступа к внешним файловым накопителям (все, что касается контроля доступа к файлам, хранящимся на жестком диске, рассмотрено выше).

Реализация контроля доступа к внешним файловым накопителям. Исследование общности предлагаемого метода контроля доступа к файлам необходимо вследствие того, что рассмотренный метод не разграничивает пользователей по созданию файлов в файловых объектах — разграничиваются права доступа между субъектами к уже созданному файлу. При этом закономерно возникает вопрос, связанный с требованием запретить запись пользователю на внешний файловый накопитель. Разграничений по созданию нового файла в соответствии с рассматриваемым техническим решением администратор установить не может.

В рамках проводимого исследования требуется выяснить, является ли задача контроля доступа к файловому накопителю (в том числе, внешнему) задачей контроля доступа к файловым объектам. Для корректного анализа файловое устройство в разграничительной политике доступа должно определяться не буквой диска, которая присваивается системой (при определенных условиях эту букву можно заменить, что несет в себе серьезную угрозу обхода злоумышленником разграничительной политики доступа к файловому устройству), а непосредственно своим идентификатором в системе.

Проиллюстрируем реализацию контроля доступа к файловым накопителям (устройствам) в КСЗИ „Панцирь+“ для ОС Microsoft Windows. Вид интерфейса задания объекта доступа — файлового устройства по его идентификатору в системе — показан на рис. 5. Как видно, файловые устройства задаются в разграничительной политике доступа непосредственно своими идентификаторами с учетом, в том числе, их серийных номеров.

В соответствии с вышеизложенным можно сделать важный вывод о том, что контроль доступа к файловым накопителям должен быть реализован не как контроль доступа к файло-

вым объектам, а как контроль доступа к устройствам, что представляет собой совсем иную задачу защиты информации. Как следствие, можно заключить, что предложенный метод контроля доступа к файлам, основанный на их ручной и автоматической разметке, обладает соответствующей общностью и может рассматриваться как универсальный (самодостаточный) метод контроля доступа к файловым объектам, не требующий одновременного с ним применения иных методов контроля доступа к файловым объектам.

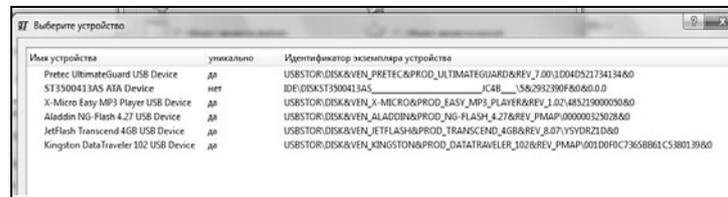


Рис. 5

Заключение. Важность обеспечения и обоснования общности предложенного метода контроля доступа к файлам, основанного на их ручной и автоматической разметке, обуславливается тем, что данный метод позволяет реализовать совсем иные принципы контроля доступа — объект, как таковой, исключается из схемы контроля доступа, в ней присутствуют только субъекты. Как следствие, меняется сама технология (и многие методы) защиты. В частности, гарантированному удалению, шифрованию, контролю на целостность и т.д. подвергается не хранящаяся в определенных файлах информация, а информация, создаваемая определенными субъектами, так как она может создаваться ими в любых файлах — разграничений доступа к созданию файловых объектов не задается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Щеглов К. А., Щеглов А. Ю. Модель контроля доступа к создаваемым файловым объектам // Изв. вузов. Приборостроение. 2012. Т. 55, № 10. С. 37—40.
2. Щеглов К. А., Щеглов А. Ю. Методы идентификации и аутентификации пользователя при доступе к файловым объектам // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2012. № 10. С. 47—51.
3. Щеглов А. Ю. Защита компьютерной информации от несанкционированного доступа. СПб: Наука и техника, 2004. 384 с.
4. Щеглов К. А., Щеглов А. Ю. Защита от вредоносных программ методом контроля доступа к создаваемым файловым объектам // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2012. № 8. С. 46—51.

Сведения об авторах

Константин Андреевич Щеглов — студент; Университет ИТМО, кафедра вычислительной техники, Санкт-Петербург; E-mail: schegl_70@mail.ru

Андрей Юрьевич Щеглов — д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО, кафедра вычислительной техники, Санкт-Петербург; E-mail: info@npp-itb.spb.ru

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники

Поступила в редакцию
15.04.13 г.

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 681.5

В. М. АРТЮШЕНКО, В. И. ВОЛОВАЧ, В. В. ИВАНОВ

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ

Рассматриваются вопросы, связанные с анализом статистических характеристик сигналов и помех радиотехнических устройств ближнего действия. Показано, что при решении задач обнаружения и измерения параметров протяженных объектов следует учитывать негауссовский характер полезного сигнала и воздействующих на него помех.

Ключевые слова: радиотехнические устройства ближнего действия, лоцируемый объект, аддитивные и мультипликативные помехи, измеритель.

На основе известных статистических характеристик сигналов и возмущающих воздействий можно сформировать математические модели обрабатываемого сигнала, несущего информацию о параметрах движения протяженного объекта, и действующих на него помех, а также обосновать принципы разработки многофункциональных радиолокационных измерителей (РЛИ) параметров движения объектов, которые относятся к классу радиотехнических устройств ближнего действия.

Изучению плотностей распределения вероятности (ПРВ) мгновенных значений отраженных сигналов, их амплитуд и фаз для одномерных, двумерных и многомерных распределений посвящено большое количество работ [1—11]. Однако экспериментальных данных, полученных в результате строгой статистической обработки сигнала, отраженного от протяженного объекта, и воздействующих на него помех, недостаточно.

Для определения статистических характеристик сигналов и воздействующих на них помех были проведены экспериментальные исследования с использованием РЛИ миллиметрового диапазона; фиксировались сигналы, отраженные от подвижного состава железнодорожного транспорта. Статистическая обработка полученных данных произведена автоматизированной системой обработки экспериментальных данных. Проверка гипотез, полученных в результате обработки, осуществлялась по критерию χ -квадрат. Методика проведения экспериментальных исследований и статистической обработки подробно изложена в работе [1].

Анализ временных зависимостей отраженного от протяженных объектов сигнала показывает, что он может быть достаточно корректно описан математической моделью многолучевого сигнала [2]. Как правило, обрабатываемый сигнал имеет вид амплитудно-модулированного колебания, глубина модуляции которого изменяется в больших пределах и может достигать 100 %. В этом случае принято считать, что на сигнал воздействует мультипликативная помеха [3, 4], статистические характеристики которой определяются при обработке огибающей этого сигнала.

Статистические характеристики мгновенных значений сигнала. На рис. 1 представлены характерные зависимости изменения во времени ПРВ амплитуды принимаемого сигнала при движении протяженного объекта в зоне действия РЛИ: *a* — отдельный импульс, *б* — последовательность импульсов (N — номер импульса).

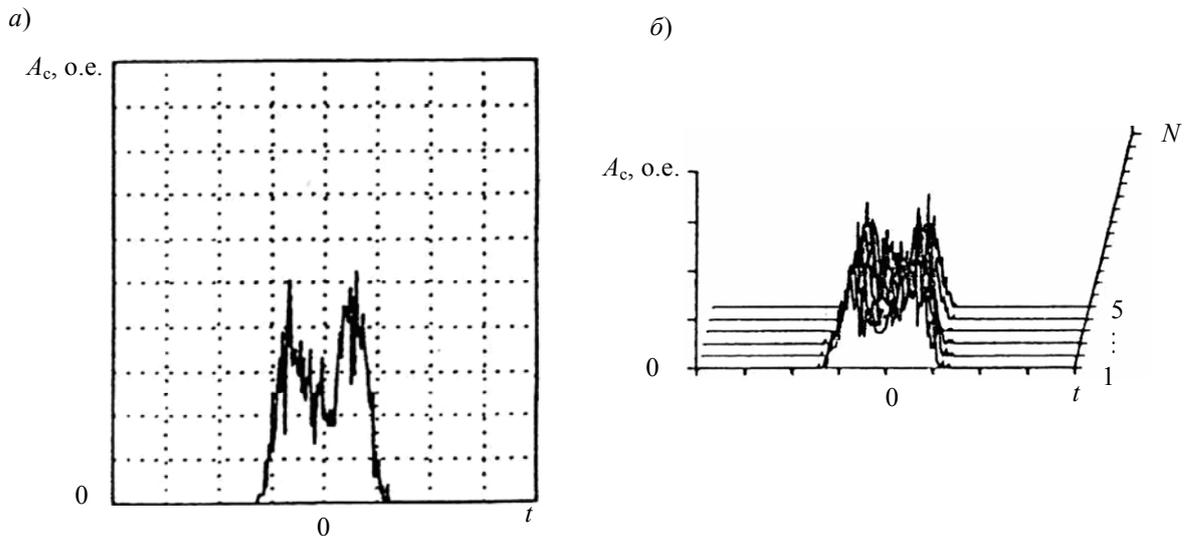


Рис. 1

Анализ показывает, что ПРВ мгновенных значений сигнала преимущественно носит ярко выраженный бимодальный характер, при этом не только зависит от вида протяженного объекта, но и изменяется в процессе его движения в зоне действия измерителя [6].

Для различных моделей протяженных объектов коэффициенты эксцесса лежат в пределах $K_3 = 2 \dots 4$, коэффициенты асимметрии близки к нулю $K_a \approx 0$, математическое ожидание изменяется в пределах $0 \leq M_1 \leq 0,1$.

Увеличение глубины амплитудной модуляции сигнала приводит к расширению ПРВ его мгновенных значений [12] и изменению ее параметров (математического ожидания M_1 , среднеквадратического отклонения σ , дисперсии σ^2 , третьего M_3 и четвертого M_4 моментов).

Анализ параметров спектра сигнала. Спектры обрабатываемых сигналов можно условно разделить на три группы [7, 9]. К первой относятся спектры сигналов, получаемые при облучении объекта под углом $\alpha \approx 0$, когда объект находится на относительно большом расстоянии от РЛИ — порядка 100...150 м. В этом случае облучается торцевая часть протяженного объекта; при этом ширина спектра на уровне 0,707 равна $\Delta F = 8 \dots 12$ Гц.

Ко второй группе относятся спектры, соответствующие углам облучения $\alpha \geq 17^\circ$. В этом случае ширина спектра на уровне 0,707 увеличивается и составляет $\Delta F = 20 \dots 25$ Гц. Объект при этом находится на относительно небольшом расстоянии от РЛИ — порядка 10...20 м. Облучению подвергается обычно его боковая поверхность. При движении объекта его ракурс быстро меняется, что сопровождается флюктуациями отражающих центров. Это приводит к расширению спектра обрабатываемого сигнала, ухудшению потенциальной точности измерения его средней частоты. Кроме того, для этого случая характерно уменьшение эффективной поверхности рассеяния, обусловленное тем, что узкий луч антенны облучает лишь часть поверхности (прожекторный режим).

Третью группу составляют спектры, соответствующие режиму резкого изменения скорости объекта. В этом случае ширина спектра на уровне 0,707 может достигать 35...40 Гц. Точность измерения средней частоты спектра при этом наихудшая.

Значения ширины спектра доплеровских сигналов на уровне 0,707, полученные для различных моделей протяженных объектов, отражены в таблице, где $\delta_{д.с.} = \Delta F/F_d$ — относительная погрешность измерения средней частоты доплеровского сигнала [1, 2].

Номер модели объекта	Группа № 1		Группа № 2		Группа № 3	
	ΔF , Гц	$\delta_{д.с.}$, %	ΔF , Гц	$\delta_{д.с.}$, %	ΔF , Гц	$\delta_{д.с.}$, %
1	8	1,0	24	1,8	38	3,5
2	12	1,0	25	1,8	35	3,5
3	12	1,0	24	1,8	38	3,5
4	12	1,25	20	1,6	34	2,8
5	10	1,25	24	1,8	39	3,5
6	8	1,0	20	1,6	30	2,8
7	8	1,0	23	1,6	38	2,8
8	12	1,25	22	1,8	36	3,5
9	10	1,25	25	1,8	38	3,5
10	12	1,25	24	1,6	39	3,5

Наиболее характерные спектры обрабатываемых доплеровских сигналов, полученные экспериментально [9], показаны на рис. 2: *а* — отдельный импульс, *б* — последовательность импульсов.

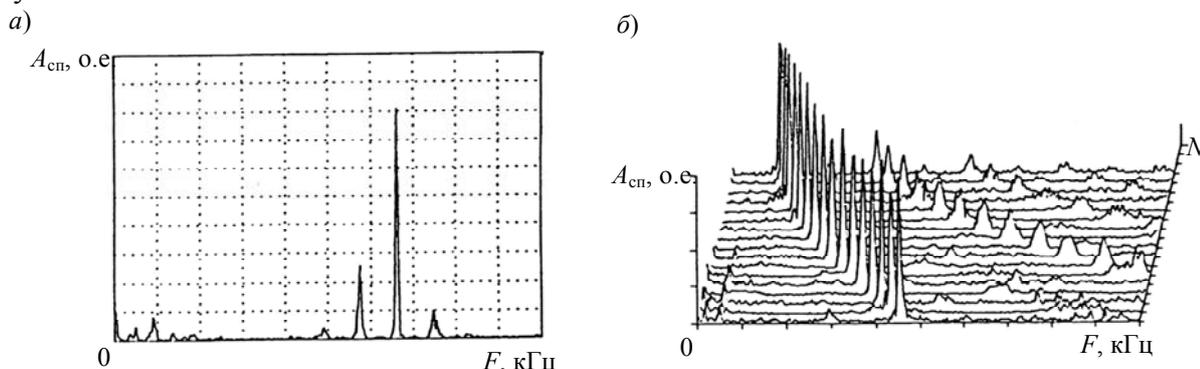


Рис. 2

Следует отметить, что сигнал, отраженный от вращающихся колес вагона или задних и боковых дверей, крышек, устройства для крепления грузов и т.д., вносит в спектр дополнительные составляющие, причем частоты этих составляющих могут быть как выше, так и ниже частоты основного сигнала, а их уровень на 10...15 дБ ниже уровня основного сигнала.

При малых скоростях движения протяженного объекта спектр сигнала подвержен более сильным „паразитным“ воздействиям, чем при высокой скорости. Это объясняется тем, что при малых скоростях движения объекта спектр обрабатываемого сигнала попадает в частотную область аддитивной помехи, спектр которой „накладывается“ на спектр доплеровского сигнала. В результате может происходить не только расширение обрабатываемого спектра, но и „расщепление“, что значительно снижает вероятность точного измерения частоты доплеровского сигнала.

Таким образом, на ширину спектра доплеровского сигнала наибольшее влияние оказывает ускорение движения протяженного объекта, при этом чем оно больше по абсолютной величине, тем шире энергетический спектр обрабатываемого сигнала, что полностью соответствует теоретическим результатам [1].

Статистические характеристики аддитивных помех. Статистической обработке были подвергнуты и аддитивные помехи, воздействующие на обрабатываемый полезный сигнал. Здесь можно выделить две группы. К первой группе относятся помехи, вызванные отражением от подстилающей поверхности различных предметов, находящихся в зоне действия РЛИ (при отсутствии объекта), внутренними шумами преобразователя и приемной антенны

измерителя. ПРВ аддитивной помехи в этом случае, как правило, отличается от гауссовой и имеет бимодальный характер, $K_3 = 1,4 \dots 2,9$, $K_a = -0,3 \dots +0,01$, $M_1 \approx 0$, $\sigma^2 \leq 0,005$.

Ко второй группе следует отнести помехи, вызванные отражением от движущихся протяженных объектов, попавших в зону действия РЛИ вместе с исследуемым объектом. Заметим, что в этом случае взаимодействие помех с полезным сигналом может рассматриваться как аддитивное и(или) мультипликативное [1, 2]. ПРВ таких помех имеет бимодальный характер, при этом $K_3 = 1 \dots 5$, $K_a = -0,06 \dots +0,1$, $M_1 \approx 0$, $\sigma^2 \leq 0,24$.

Фрагменты временных зависимостей аддитивных помех и их ПРВ, относящиеся к обеим группам, представлены на рис. 3, а, б соответственно.

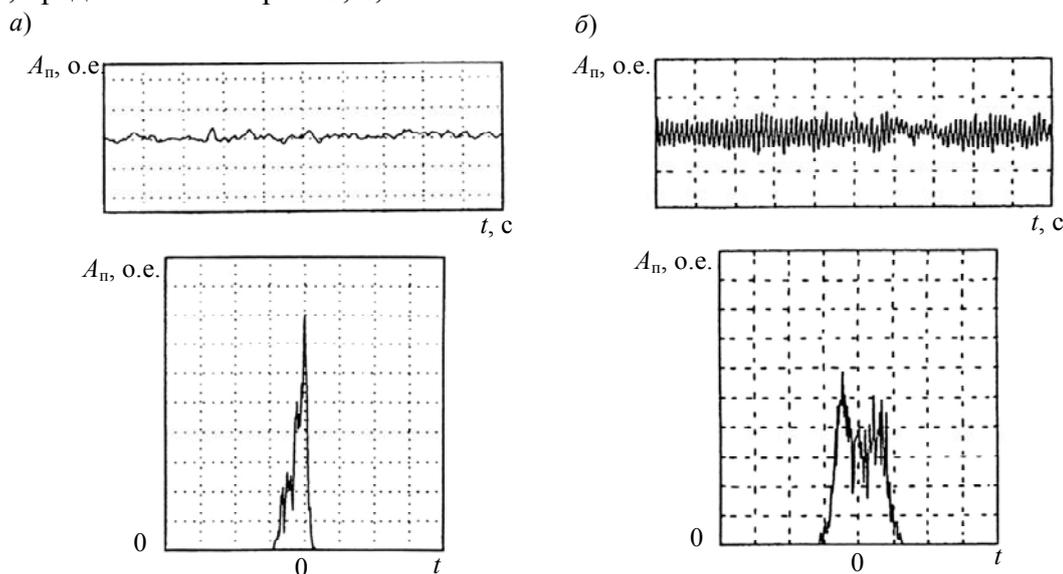


Рис. 3

Отметим, что анализ и обобщение полученных результатов производились по многочисленным (900—1000) фрагментам обрабатываемого сигнала для каждой из рассматриваемых моделей протяженного объекта. При этом запись сигнала осуществлялась более чем от 100 РЛИ. Кроме того, для получения наиболее полной статистической картины эксперименты проводились при различных климатических условиях.

Статья подготовлена по результатам работы, выполненной в рамках фундаментальной НИР, финансируемой из средств Министерства образования и науки РФ (гос. задание на 2014 г., код 226).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Артюшенко В. М. Исследование и разработка радиолокационного измерителя параметров движения протяженных объектов: Монография. М.: ФГБОУ ВПО ФТА, 2013. 214 с.
2. Воловач В. И. Методы и алгоритмы анализа радиотехнических устройств обнаружения ближнего действия: Монография / Науч. ред. проф. В. М. Артюшенко. М.: Радио и связь, 2013. 228 с.
3. Поздняк С. И., Мелитицкий В. А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. М.: Сов. радио, 1974. 514 с.
4. Атоянц Б. А., Езерский В. В. Распределение элементарных фаз в модели флуктуирующей цели // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1977. Т. 20, № 4. С. 106—108.
5. Теоретические основы радиолокации / А. А. Коростелев, Н. Ф. Клюев, Ю. А. Мельник и др.; Под ред. В. Е. Дулевича. М.: Сов. радио, 1978. 608 с.
6. Artyushenko V. M., Volovach V. I. Statistical characteristics of envelope outliers duration of non-gaussian information processes // Proc. of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2013), Rostov-on-Don, 27—30 Sept., 2013. Kharkov: KNURE, 2013. P. 137—140.

7. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Анализ параметров спектра доплеровского сигнала, отраженного от протяженного объекта // Изв. вузов. Приборостроение. 2012. Т. 55, № 9. С. 62—66.
8. Артюшенко В. М. Проектирование сетей подвижной связи с кодовым разделением каналов: Монография. М.: ФГБОУ ВПО ФТА, 2012. 204 с.
9. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Экспериментальное исследование параметров спектра доплеровского сигнала, отраженного от протяженного объекта // Прикаспийский журн.: управление и высокие технологии. 2012. № 3(19). С. 17—24.
10. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Особенности определения дальности действия радиотехнических устройств обнаружения охранных систем // Школа университетской науки: Парадигма развития. 2012. № 3 (7). С. 77—80.
11. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Особенности отражения зондирующих сигналов радиотехнических устройств обнаружения от протяженных объектов сложной формы // Школа университетской науки: Парадигма развития. 2012. № 2 (6). С. 42—46.
12. Воловач В. И. Исследование плотности распределения вероятностей обнаружения объекта с учетом изменяющейся дальности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. № 4. С. 71—75.

Сведения об авторах

- Владимир Михайлович Артюшенко** — д-р техн. наук, профессор; Финансово-технологическая академия, кафедра информационных технологий и управляющих систем, г. Королев; E-mail: artuschenko@mail.ru
- Владимир Иванович Воловач** — канд. техн. наук, доцент; Поволжский государственный университет сервиса, кафедра информационного и электронного сервиса, Тольятти; E-mail: ssunrise@mail.ru
- Виктор Васильевич Иванов** — д-р техн. наук, профессор; Поволжский государственный университет сервиса, кафедра информационного и электронного сервиса, Тольятти; E-mail: Ivanov@tolgas.ru

Рекомендована кафедрой
информационного и электронного сервиса
Поволжского государственного
университета сервиса

Поступила в редакцию
17.03.14 г.

М. А. ВАТУТИН

НЕЛИНЕЙНОЕ ЗВЕНО С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ДЛЯ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА

Рассматривается способ реализации автоколебательного режима работы чувствительного элемента маятникового акселерометра с помощью нелинейного звена „идеальное релейное“ с запаздыванием. Приведены амплитудно-фазовая характеристика электромеханической части акселерометра и годограф нелинейного звена. Получено аналитическое выражение для условий возникновения режима автоколебаний чувствительного элемента. Приведена структурная схема маятникового акселерометра с нелинейным звеном с запаздыванием.

Ключевые слова: датчики, периодический режим, погрешность измерения ускорения, акселерометр, возмущение, автоколебания.

Одним из способов повышения чувствительности серийных маятниковых акселерометров является обеспечение работы его чувствительного элемента (ЧЭ) в режиме автоколебаний [1] путем введения в схему нелинейного звена (НЗ). Для надежного возникновения автоколебаний в системе второго порядка, которой в первом приближении является электромеханическая часть (ЭМЧ) акселерометра, необходимо использовать нелинейность типа „петля гистерезиса“ [2]. Структурная схема маятникового акселерометра, чувствительный элемент которого работает в автоколебательном режиме, приведена на рис. 1, где приняты следующие обозначения: $a_{\text{вх}}$ — измеряемое ускорение, $k_{a_{\text{вх}}}$ — коэффициент передачи ЧЭ по ускорению, $M_{\text{н}}$ — момент, обусловленный измеряемым ускорением, $M_{\text{о.с}}$ — момент обратной связи, ΔM — разность моментов, $k_{\text{л}}$ — коэффициент передачи ЭМЧ, T — постоянная времени ЭМЧ, ξ — коэффициент затухания, $k_{\text{д.м}}$ — коэффициент передачи датчика момента, u_1 — сигнал на выходе ЭМЧ, u — сигнал на выходе НЗ.

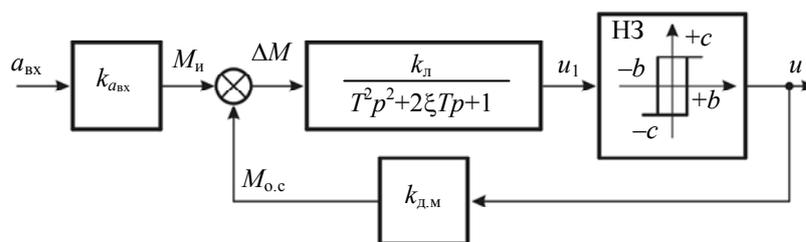


Рис. 1

Стабильность измерений, производимых акселерометром, определяется стабильностью параметров нелинейного звена [3]. К параметрам нелинейного звена относятся, в первую очередь, ширина петли гистерезиса b и амплитуда выходного сигнала c . Относительно простая схемотехника НЗ „петля гистерезиса“ не позволяет добиться высокой стабильности его параметров. Необходимость повышения стабильности параметров НЗ приводит, в свою очередь, к необходимости усложнения его схемотехники и применения прецизионных микросхем и источников опорного напряжения, что влечет за собой удорожание устройства.

Условия возникновения автоколебаний в системе иллюстрируются схемой, приведенной на рис. 2. Здесь показаны амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) электромеханической части $W_{\text{д}}(j\omega)$ акселерометра (сплошная кривая линия), где ω — круговая частота, и годограф НЗ (сплошная прямая) типа „петля гистерезиса“ $-Z_{\text{г}}(a)$, где a — амплитуда колебаний ЧЭ. Автоколебания в данной системе возникнут, если годограф НЗ будет пересекать АФХ

электромеханической части, при этом амплитуда A_Γ и частота Ω_Γ автоколебаний определяются в точке их пересечения.

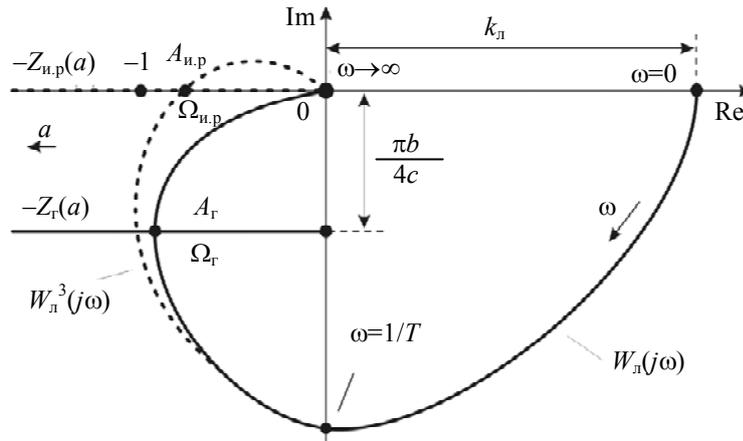


Рис. 2

Предлагается для реализации режима автоколебаний ЧЭ акселерометра вместо НЗ типа „петля гистерезиса“ использовать НЗ „идеальное релейное“ [2]. Годограф НЗ „идеальное релейное“ $-Z_{и.р}(a)$ совпадает с отрицательной частью вещественной оси (на рис. 2 показан пунктиром), при этом АФХ ЭМЧ пересекает вещественную ось. Это имеет место (для большинства конструктивных исполнений маятниковых акселерометров), если передаточная функция ЭМЧ имеет порядок выше второго или в систему вносится запаздывание τ . Структурная схема маятникового акселерометра, автоколебательный режим работы которого обеспечивается элементом запаздывания, показана на рис. 3.

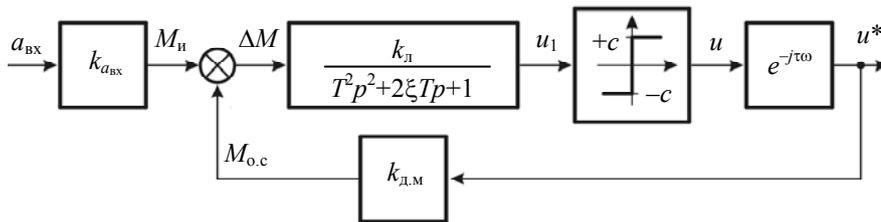


Рис. 3

При наличии запаздывания τ на выходе устройства формируется напряжение u^* . Запаздывание вносит в динамику системы дополнительный фазовый сдвиг, и АФХ линейной ЭМЧ с запаздыванием $W_\Delta^3(j\omega)$ приобретает, в частном случае, вид, показанный штриховой линией на рис. 2. Это, при определенных условиях, позволяет системе функционировать в режиме автоколебаний с амплитудой $A_{и.р}$ и частотой $\Omega_{и.р}$ [2]. Необходимым условием устойчивости автоколебаний является пересечение АФХ вещественной оси правее точки $(-1, 0)$ [2].

Смещение АФХ $W_\Delta^3(j\omega)$ объясняется фазовым сдвигом $\tau\omega$, который вносит элемент запаздывания:

$$W_\Delta(p) = W(p)e^{-\tau p} ; W_\Delta(j\omega) = A_0(\omega)e^{j(\psi(\omega) - \tau\omega)},$$

где $A_0(\omega)$ и $\psi(\omega)$ — модуль и фаза передаточной функции.

Для возникновения в системе автоколебаний необходимо выполнить условия

$$|W_\Delta| \cdot |W_\Pi| = 1, \quad \psi_\Delta + \psi_\Pi = \pi.$$

Для идеальной релейной характеристики $\psi_\Pi = 0$.

Раскрывая значения передаточных функций, получаем

$$\frac{k_{\Pi}}{\sqrt{(1-T^2\omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2\omega^2}} = \frac{\pi A_r}{4c}, \quad (1)$$

где $k_{\Pi} = k_{\text{л}} k_{\text{н.з}} k_{\text{д.м}}$ — коэффициент передачи замкнутой системы ($k_{\text{н.з}}$ — коэффициент передачи нелинейного звена);

$$\arctg\left(\frac{2\xi T\omega}{1-T^2\omega^2}\right) + \tau\omega = \pi. \quad (2)$$

Для автоколебательного акселерометра с параметрами $c=12$ В; $\omega=251$ с⁻¹; $T=2,97\cdot 10^{-4}$ с; $\xi=0,1$; $k_{\Pi}=0,1376$; $A_r=2,8$ В искомое время задержки τ , в соответствии с выражениями (1) и (2), равно 12 мс.

Величина запаздывания в НЗ „идеальное релейное“ является эквивалентом параметра $\pm b$ в НЗ типа „петля гистерезиса“ [3] и, по сути, определяет стабильность порога срабатывания нелинейного звена.

При аппаратном исполнении элемента запаздывания сигнала $u_{\text{д.у}}$ датчика угла акселерометра можно применить пассивную интегрирующую цепь задержки $R_3 C_3$ и два компаратора DA_1 и DA_2 (рис. 4). Компараторы обеспечивают высокую стабильность порогов срабатывания $\pm b$ и малое время переключения. На выходе компаратора DA_2 формируется, в зависимости от его типа и схемы включения, или дискретный сигнал $u_{\text{д}}$, или цифровой сигнал $u_{\text{ц}}$.

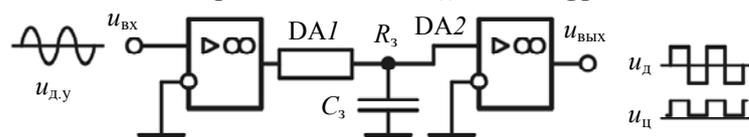


Рис. 4

Параметры компараторов регламентируются по уровню срабатывания логических элементов (логический „0“ и логическая „1“), а абсолютное значение выходного напряжения характеризуется невысокой стабильностью. Кроме того, значения R_3 и, в особенности, C_3 по разным причинам могут изменяться в процессе эксплуатации устройства. Температурный коэффициент емкости конденсаторов составляет десятки-сотни ppm, что соизмеримо с температурной стабильностью прецизионных стабилитронов, и, таким образом, применение схемы, представленной на рис. 4, не всегда может дать выигрыш по сравнению с нелинейностью типа „петля гистерезиса“.

Применение цифровых технологий позволяет повысить стабильность временного интервала τ^* , характеризующего запаздывание τ . Функциональная схема одного из вариантов реализации такого цифрового устройства показана на рис. 5.

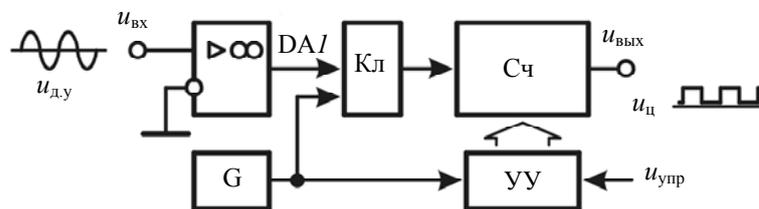


Рис. 5

При срабатывании компаратора DA_1 через ключ Кл на счетчик Сч с переменным коэффициентом счета $K_{\text{ПКС}}$ будут поступать тактовые импульсы генератора Г стабильной частоты. Временной интервал τ^* , когда на выходе счетчика появится сигнал, определяется значением тактовой частоты и коэффициентом $K_{\text{ПКС}}$. Стабильность значения τ^* будет определяться стабильностью генератора Г. Для оперативного изменения или корректировки временного интервала τ^* код предварительной установки счетчика изменяется с помощью устройства управления УУ при воздействии сигнала $u_{\text{упр}}$.

Рассмотренный способ реализации нелинейного звена, при соответствующей доработке схемотехники, позволяет использовать в предложенном устройстве стандартное однополярное значение напряжения питания цифровых микросхем +5 В.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лучко С. В., Ватутин М. А. Компенсационный акселерометр в режиме автоколебаний // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. Т. 48, № 6. С. 62.
2. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1975.
3. Лучко С. В., Балувев С. Ю., Ватутин М. А., Кузьмичев Ю. А., Ключников А. И., Ефимов В. П. Точностные параметры нелинейного звена для автоколебательного акселерометра // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 12. С. 43—46.

Сведения об авторе

Михаил Алексеевич Ватутин — канд. техн. наук, доцент; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра бортовых информационных и измерительных комплексов; Санкт-Петербург; E-mail: vatutinm@inbox.ru

Рекомендована кафедрой
бортовых информационных
и измерительных комплексов

Поступила в редакцию
26.02.13 г.

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 681.7.013.624

В. С. ЕФРЕМОВ, Д. Г. МАКАРОВА, В. Б. ШЛИШЕВСКИЙ

УСЛОВИЯ ПОСТРОЕНИЯ ДВУХКОМПОНЕНТНЫХ ЖИДКОСТНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО УВЕЛИЧЕНИЯ

Рассмотрены условия построения двухкомпонентных жидкостных систем переменного увеличения с преломляющими и отражающими поверхностями. Приведены примеры расчета в параксиальной области комбинаций фокусных расстояний такого рода систем с 9-кратным изменением увеличения.

Ключевые слова: жидкостные линзы, жидкостные зеркала, жидкостные двухкомпонентные системы, системы переменного увеличения, преломляющая поверхность, отражающая поверхность.

Оптические системы изменения увеличения являются важной составной частью вариообъективов и трансфокаторов. Существующие методы разработки таких систем с переменными характеристиками основаны на предположении, что образующие систему оптические компоненты имеют постоянные оптические силы во всем диапазоне изменения увеличения [1]. Переменное увеличение обеспечивается за счет осевого перемещения оптических компонентов. При механическом способе компенсации смещения плоскости изображения перемещаются два компонента, причем один из них по линейному закону (с помощью винтового механизма), а второй — по нелинейному (с помощью кулачкового механизма); в системах же с оптическим способом компенсации смещения плоскости изображения перемещаются (с помощью высокоточных электромеханических приводов) по линейному закону не менее трех компонентов.

На рис. 1 представлены традиционные схемы построения вариообъективов из тонких компонентов: входной положительный компонент проецирует изображение удаленного объекта на плоскость предметов (ПП) системы изменения увеличения, первый и второй компоненты которой (с оптическими силами Φ_1 и Φ_2) изменяют масштаб изображения в плоскости изображений (ПИ). Плоскости предметов и изображений могут быть разнесены на некоторое расстояние l (рис. 1, а) или совпадать (рис. 1, б, тогда общая длина вариообъектива уменьшается) [1]. Линейное увеличение V системы при заданных (фиксированных) фокусных расстояниях f'_1 , f'_2 компонентов и отрезке $l = -a_1 + d + a'_2$ является функцией трех переменных — отрезков a_1 , a'_2 и расстояния между компонентами d : $V = F(a_1, a'_2, d)$.

В последнее время рассматривается возможность применения жидкостных компонентов — линз [2, 3] и зеркал [4, 5], фокусное расстояние которых, в отличие от обычных твердотельных линз и зеркал, можно изменять (иногда в значительных пределах). В частности, компания “Philips” (Нидерланды) анонсировала оптическую систему “Fluid Focus” [6], работающую за счет изменения электрического потенциала, приложенного к гидрофобному

покрытию. Размеры опытного образца этой системы составляют несколько миллиметров, а перестройка фокусного расстояния производится в диапазоне от 50 мм до бесконечности, причем время перестройки между крайними положениями составляет менее 10 мс. Аналогичными разработками занимаются также компании “Bell Labs” (США), “Varioptic” (Франция) и др.

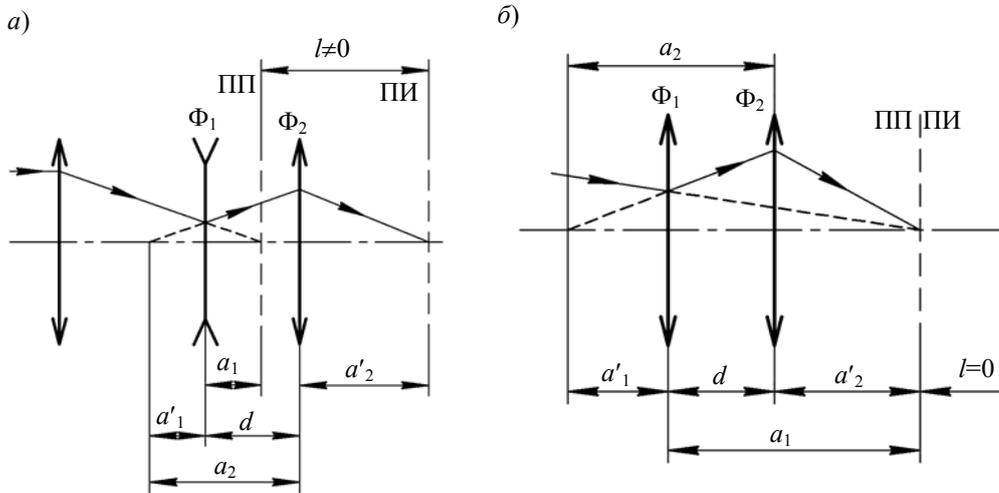


Рис. 1

В подобных оптических системах с неподвижными элементами законы изменения увеличения путем перемещения компонентов утрачивают свою силу и начинают действовать другие закономерности, связанные с вариациями величин f'_1 и f'_2 при постоянных a_1 , a'_2 , d и l . Чтобы установить требуемые зависимости, воспользуемся приведенным в работе [7] общими соотношениями для расчета взаимного расположения элементов классических двухкомпонентных систем переменного увеличения с подвижными вдоль оптической оси преломляющими и отражающими компонентами:

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{f'_1 f'_2 (n_3 - n_1 V)}{V (kn_3 f'_1 + n_2 f'_2)}; \\ a'_2 &= \frac{k f'_1 f'_2 (n_3 - n_1 V)}{n_3 V f'_1 + n_2 f'_2}; \\ d &= \frac{n_2 f'_1 f'_2 (k - 1) (n_3 - n_1 V)}{n_3 (kn_1 V f'_1 + n_2 f'_2)}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь n_1 , n_2 и n_3 — показатели преломления сред между компонентами; $k = a_2/a'_1$ — коэффициент, определяющий область существования систем ($0 \leq k \leq 1$); увеличение V определяется как

$$V = \frac{a'_1 a'_2}{a_1 a_2} = \frac{a'_2}{k a_1}, \quad (2)$$

при этом

$$l = a_1^2 \frac{f'_1}{1 + f'_1} + 2a'_2 \frac{f'_2}{1 - a'_2 f'_2}. \quad (3)$$

Последовательно решая систему уравнений (1) относительно f'_1 и f'_2 , получаем

$$f'_1 = \frac{n_2 V a_1 d}{n_2 V a_1 - n_2 a'_2 - n_1 V d}, \quad f'_2 = \frac{n_3 a'_2 d}{n_2 a'_2 - n_2 V a_1 + n_3 d}. \quad (4)$$

Обозначим $f_1'/f_2' = p$, тогда согласно выражениям (4) и (2)

$$\frac{n_2 V a_1 - n_2 a_2' - n_3 d}{(n_1 d - n_2 a_1) V + n_2 a_2'} = \frac{n_3}{n_2} k p$$

и

$$V = \frac{n_3 a_2' k p + n_2 a_2' + n_3 d}{n_3 (n_2 a_1 - n_1 d) k p + n_2^2 a_1} n_2. \quad (5)$$

При заданных n_1, n_2, n_3 и a_1, a_2', d формула (5) выражает закон изменения увеличения V в зависимости от параметра k и соотношения p между фокусными расстояниями компонентов.

На рис. 2 показаны возможные варианты двухкомпонентных жидкостных систем переменного увеличения: *а* — линзовая система (ЛС), *б* — линзово-зеркальная система (ЛЗС), *в* — зеркально-линзовая система (ЗЛС), *г* — зеркальная система (ЗС).

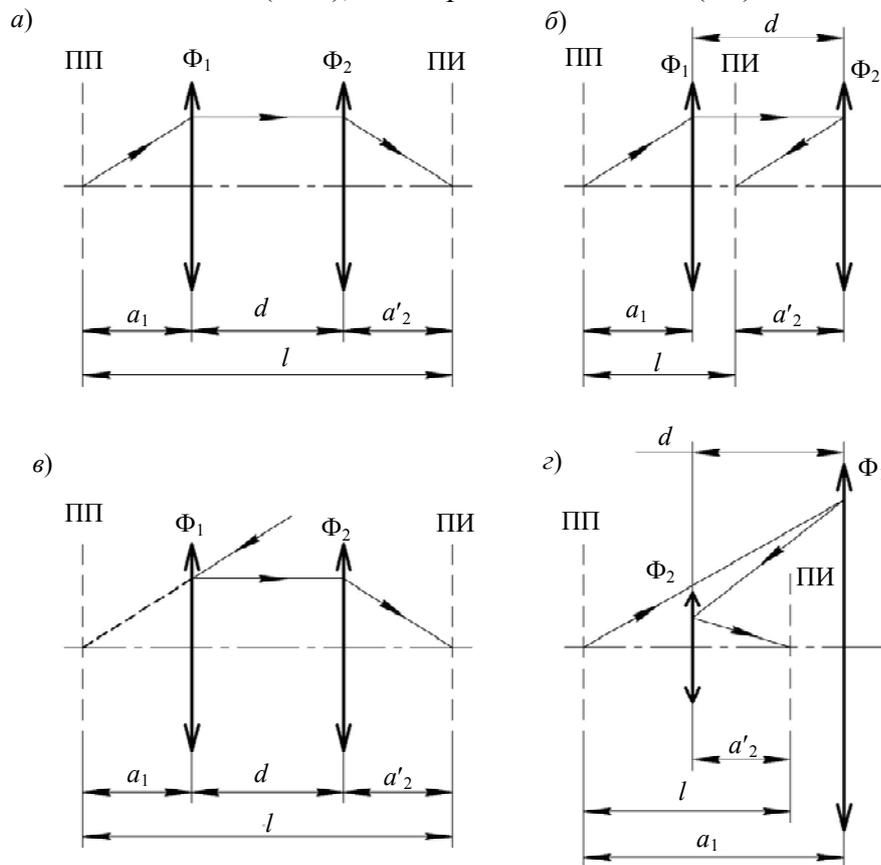


Рис. 2

Для наиболее типичной ситуации, когда компоненты разделены воздушными промежутками, для параксиальной области в соответствии с выражением (5) имеем:

— для ЛС ($n_1 = n_2 = n_3 = 1$)

$$V = \frac{a_2' (k p + 1) + d}{(a_1 - d) k p + a_1};$$

— для ЛЗС ($n_1 = n_2 = -n_3 = 1$)

$$V = \frac{a_2' (k p - 1) + d}{(a_1 - d) k p - a_1};$$

— для ЗЛС ($-n_1 = n_2 = n_3 = 1$)

$$V = \frac{a'_2(kp+1)+d}{(a_1+d)kp+a_1};$$

— для ЗС ($n_1 = -n_2 = n_3 = 1$)

$$V = \frac{a'_2(kp-1)+d}{(a_1+d)kp-a_1}.$$

Соответствующие формулы для фокусных расстояний f'_1 и f'_2 компонентов в зависимости от текущего значения увеличения V , согласно выражению (4), приведены в табл. 1.

Таблица 1

f'	ЛС	ЛЗС	ЗЛС	ЗС
f'_1	$\frac{a_1 V d}{a_1 V - a'_2 - V d}$		$\frac{a_1 V d}{a_1 V - a'_2 + V d}$	
f'_2	$\frac{a'_2 d}{a'_2 - a_1 V + d}$	$\frac{a'_2 d}{a_1 V - a'_2 + d}$	$\frac{a'_2 d}{a'_2 - a_1 V + d}$	$\frac{a'_2 d}{a_1 V - a'_2 + d}$

В качестве примера в табл. 2, 3 и на рис. 3 представлены результаты численной оценки фокусных расстояний компонентов рассматриваемых систем с увеличением, изменяющимся от 0,1 до 0,9 при одинаковых исходных параметрах: $a_1 = 100$ мм, $a'_2 = 50$ мм, $d = 50$ мм, $l = 0$. Видно, что для достижения одинакового перепада увеличений зеркально-линзовые системы предпочтительнее линзовых, так как требуют меньшего изменения фокусного расстояния зеркального компонента. Неполная сходимость проверки $l = 0$ по формуле (3) объясняется округлением значений фокусных расстояний компонентов до 0,01 мм.

Таблица 2

V	ЛС				ЛЗС			
	f'_1 , мм	f'_2 , мм	l , мм	p	f'_1 , мм	f'_2 , мм	l , мм	p
0,10	-11,11	27,78	-0,00066	-0,400	-11,11	250,00	0,00164	-0,044
0,20	-25,00	31,25	-0,00060	-0,800	-25,00	125,00	0,00048	-0,200
0,30	-42,86	35,71	-0,00051	-1,200	-42,86	83,33	-0,00001	-0,514
0,40	-66,67	41,67	-0,00039	-1,600	-66,67	62,50	-0,00034	-1,083
0,50	-100,00	50,00	-0,00027	-2,000	-100,00	50,00	-0,00060	-2,000
0,60	-150,00	62,50	-0,00014	-2,400	-150,00	41,67	-0,00083	-3,600
0,70	-233,33	83,33	-0,00066	-2,800	-233,33	35,71	-0,00103	-6,534
0,80	-400,00	125,00	-0,00060	-3,200	-400,00	31,25	-0,00123	-12,800
0,90	-900,00	250,00	-0,00051	-3,600	-900,00	27,78	-0,00142	-32,400

Таблица 3

V	ЗЛС				ЗС			
	f'_1 , мм	f'_2 , мм	l , мм	p	f'_1 , мм	f'_2 , мм	l , мм	p
0,10	-14,29	27,78	-0,00004	-0,514	-14,29	250,00	0,00124	-0,057
0,20	-50,00	31,25	-0,00088	-1,600	-50,00	125,00	0,00008	-0,400
0,30	-300,00	35,71	-0,00105	-8,401	-300,00	83,33	-0,00041	-3,600
0,40	200,00	41,67	-0,00106	4,800	200,00	62,50	-0,00074	3,200
0,50	100,00	50,00	-0,00100	2,000	100,00	50,00	-0,00100	2,000
0,60	75,00	62,50	-0,00091	1,200	75,00	41,67	-0,00123	1,800
0,70	63,64	83,33	-0,00079	0,764	63,64	35,71	-0,00143	1,783
0,80	57,14	125,00	-0,00067	0,457	57,14	31,25	-0,00163	1,818
0,90	52,94	250,00	-0,00054	0,212	52,94	27,78	-0,00182	1,906

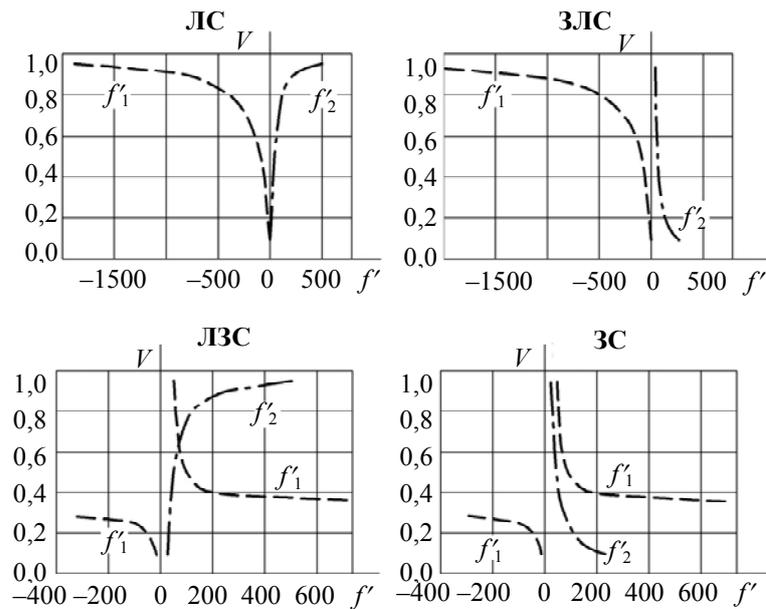


Рис. 3

Найденные взаимосвязи позволяют выбрать требуемые значения a_1 , a'_2 , d и l на основе определения оптимальной комбинации фокусных расстояний f'_1 и f'_2 в заданных пределах изменения увеличения V , что в результате обеспечивает возможность упрощения конструкции системы и придания ей новых свойств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Слюсарев Г. Г. Расчет оптических систем. Л.: Машиностроение, 1975. 640 с.
2. Pat. 8238033 US. Liquid Lens Device and Manufacturing Method Therefor / Y. Takai, T. Yoshida, M. Shimase, H. Ishiguro. 07.08.2012.
3. Голицын А. В., Ефремов В. С., Михайлов И. О., Оревова Н. В., Федоров Б. В., Шлишевский В. Б. Жидкие линзы — новая элементная база оптических и оптико-электронных приборов // Сб. материалов Междунар. науч. конф. „СибОптика—2013“; IX Междунар. выставка и научный конгресс „Интерэкспо ГЕО-Сибирь—2013“. Новосибирск: СГГА, 2013. Т. 1. С. 7—11.
4. Пат. 2073268 РФ. Способ управления кривизной адаптивного зеркала и адаптивное зеркало для его осуществления / В. А. Алексеев, З. И. Ашурлы, С. В. Науменко, С. С. Науменко, С. А. Филлин. 10.02.1997.
5. Pat. 7525722 US. Liquid Mirror / P. R. Colodner, T. N. Krupenkin, O. Sydorenko, J. Taylor. 28.04.2009.
6. Pat. 7126903 US. Variable Focus Lens / J. Feenstra, S. Kuiper, S. Stallinga, B. H. W. Hendriks, R. M. Snoeren. 10.24.2006.
7. Ефремов В. С. Расчет в параксиальной области двухкомпонентных панкратических систем, содержащих зеркальные компоненты // Оптико-механическая промышленность. 1978. № 8. с. 24—26.

Сведения об авторах

- Виктор Сергеевич Ефремов** — канд. техн. наук, доцент; Сибирская государственная геодезическая академия, кафедра наносистем и оптотехники, Новосибирск;
E-mail: ews49@mail.ru
- Диана Георгиевна Макарова** — аспирант; Сибирская государственная геодезическая академия, кафедра наносистем и оптотехники, Новосибирск;
E-mail: diana_ssga@mail.ru
- Виктор Брунович Шлишевский** — д-р техн. наук, профессор; Сибирская государственная геодезическая академия, кафедра наносистем и оптотехники, Новосибирск;
E-mail: svb_dom@ngs.ru

Рекомендована кафедрой
наносистем и оптотехники

Поступила в редакцию
02.12.13 г.

Т. М. СУХОВ

РЕАЛИЗАЦИЯ ПРИНЦИПА ПОСТОЯННОЙ ЦВЕТОВОЙ ЯРКОСТИ ДЛЯ СИСТЕМ КОДИРОВАНИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ

Рассматриваются вещественная и целочисленная реализации принципа постоянной цветовой яркости для различных платформ кодирования видеoinформации. Приведены результаты сравнительного анализа целочисленных вариантов реализации принципа постоянной цветовой яркости.

Ключевые слова: принцип постоянной цветовой яркости, кодирование цветовой информации, цифровое телевидение.

Введение. Одна из проблем современных цифровых систем обработки видеoinформации — повышение четкости при передаче цветных сигналов. В таких системах для формирования яркостных и цветоразностных компонентов используется принцип постоянной яркости. Этот принцип, однако, имеет такие недостатки, как неточное воспроизведение яркости насыщенных цветов и ухудшение четкости воспроизведения ахроматических деталей и изображений по мере увеличения насыщенности цветов [1]. Указанные недостатки обусловлены, с одной стороны, формированием яркостного компонента $E'_Y = 0,299E'_R + 0,587E'_G + 0,114E'_B$ [2], а с другой — фактором формирования информации о цветовой четкости цветоразностными компонентами $E'_{R-Y} = 0,701E'_R - 0,587E'_G - 0,114E'_B$ и $E'_{B-Y} = 0,886E'_B - 0,299E'_R - 0,587E'_G$, где E'_R , E'_G , E'_B — сигналы, определяющие основные первичные цвета [3], регулируемые телевизионной камерой (видеосенсором).

Эти недостатки могут быть устранены при использовании принципа постоянной цветовой яркости [1]. Согласно данному принципу яркостные и цветоразностные компоненты могут быть получены в результате следующих преобразований: $E'_C = \sqrt{E'^2_R + E'^2_G + E'^2_B}$, $E'_1 = E'_R / E'_C$, $E'_2 = E'_B / E'_C$, где E'_C — цветовая амплитуда передаваемого цвета; E'_1 , E'_2 — сигналы, определяющие насыщенность данного цвета красным и синим основными первичными цветами.

Ахроматические изображения и детали изображений при реализации принципа постоянной цветовой яркости передаются с полной четкостью, так как для таких изображений сигналы E'_1 и E'_2 постоянны и все изменения цветовой яркости передаются по широкополосному каналу [4].

Следует отметить, однако, что применение принципа постоянной цветовой яркости в различных системах обработки видеoinформации ограничивается наличием большого количества сложных в вычислительном отношении операций при обработке одного пиксела изображения, к которым относятся операция извлечения квадратного корня при вычислении цветовой амплитуды E'_C и операция деления при определении сигналов E'_1 , E'_2 .

Реализация рассматриваемого принципа в системах обработки видеoinформации предусматривает возможность их разделения на вещественные и целочисленные системы. Выбор конкретной вещественной или целочисленной реализации зависит от параметров аппаратной платформы кодирования видеoinформации.

Вещественная реализация принципа постоянной цветовой яркости. При рассмотрении вещественной реализации данного принципа примем разрядность входных и выходных

отсчетов цифровых систем обработки равной восьми. Иными словами, входные R, G, B и выходные W, U, V отсчеты представляют собой беззнаковые целочисленные значения в диапазоне от 0 до 255 ($R, G, B, W, U, V \in [0; 255]$). Пусть R, G, B — оцифрованные отсчеты, соответствующие основным первичным цветам, W — отсчет, соответствующий цветовой амплитуде передаваемого цвета; U — отсчет, определяющий насыщенность цвета красным основным первичным цветом; V — отсчет, определяющий насыщенность цвета синим основным первичным цветом.

При вычислениях требуется привести (нормализовать) каждый из входных отсчетов к уровню от 0 до 1 путем деления на константу 256. После нормализации вычисления производятся с вещественными числами. Промежуточные значения отсчетов вычисляются по следующим формулам: $w = \sqrt{r^2 + g^2 + b^2}$, $u = r/w$, $v = b/w$, где w — вещественное значение цветовой амплитуды; u, v — вещественные значения, определяющие насыщенность цвета красным и синим основными первичными цветами соответственно; r, g, b — нормализованные вещественные значения основных первичных цветов. При $w=0$ значения $u = v = 1/\sqrt{3}$.

Для получения выходных 8-разрядных значений W, U, V требуется произвести следующие вычисления: $W = \text{int}(w/\sqrt{3})$, $U = \text{int}(256u)$, $V = \text{int}(256v)$, где int — операция приведения вещественного числа к целому в диапазоне от 0 до 255.

Произвести обратное преобразование можно следующим образом. Требуется получить из отсчетов W, U, V нормализованные (от 0 до 1) промежуточные вещественные отсчеты $w = W\sqrt{3}/256$, $u = U/256$, $v = V/256$; затем вычислить $r_r = uw$, $b_r = vw$ и промежуточное значение $g' = w^2 - (r_r^2 + b_r^2)$, где r_r, b_r — восстановленные нормализованные вещественные значения выходных отсчетов, соответствующие основным первичным цветам. Восстановленное нормализованное значение выходного отсчета для зеленого цвета вычисляется следующим образом:

$g_r = \begin{cases} 0 & \text{при } g' < 0, \\ \sqrt{g'} & \text{при } g' \geq 0. \end{cases}$ Далее, произведя следующие вычисления: $R_r = \text{int}(256r_r)$,

$G_r = \text{int}(256g_r)$, $B_r = \text{int}(256b_r)$, можно получить R_r, G_r, B_r — восстановленные 8-разрядные беззнаковые целочисленные значения цветовых компонентов основных первичных цветов.

Целочисленная реализация принципа постоянной цветовой яркости. Наиболее быстрой действующей реализацией данного принципа является табличное кодирование и декодирование. Рассмотрим метод кодирования.

Алгоритм кодирования видеокладов при реализации принципа постоянной цветовой яркости на аппаратной платформе, не оснащенной модулем вещественных вычислений (сопроцессор, производящий вычисления над числами с плавающей точкой), предполагает первичную инициализацию массива всех значений отсчетов, вычисленных при цветовом преобразовании.

Объем памяти, требуемой для хранения отсчетов W, U, V , составляет $C = 256^3 = 16\,777\,216$ байт (16 Мбайт) для каждого из массивов. Однако большинство вычислительных модулей оперируют типами данных с размерностью 8, 16, 32 или 64 разряда. Для уменьшения количества обращений к памяти целесообразно использовать целочисленный беззнаковый 32-разрядный тип (unsigned integer). В этом случае потребуется $C \cdot 4 = 67\,108\,864$ байта (64 Мбайта) памяти для хранения отсчетов. Тогда табличное кодирование представляется как получение одного беззнакового 32-разрядного числа из таблицы по координатам R, G, B :

$$WUY = wuv[R][G][B].$$

Восстановление отсчетов производится по аналогичному алгоритму с тем исключением, что при инициализации таблицы вычисляются значения R , G , B в зависимости от полученных значений W , U , V :

$$\text{RGB} = \text{rgb}[W][U][V].$$

Рассмотренный целочисленный метод кодирования и декодирования является наиболее быстрым для целочисленных процессоров при условии быстрой работы оперативной памяти устройства и ее большом объеме. Для сокращения количества хранимых в памяти отсчетов рассмотрим метод кодирования и декодирования, оптимальный с точки зрения вычислительных затрат и объема оперативной памяти.

Для оптимизации табличного метода создадим таблицу значений W и обратных им 24-разрядных значений $\text{inv}W = 16\,777\,216/W$ (умножение на число 16 777 216 требуется для сохранения точности вычислений). При этом для сокращения количества хранимых отсчетов следует значения W и $\text{inv}W$ сохранить в одном 32-разрядном беззнаковом числе: $w = ((W \cdot 2^{24}) \vee \text{inv}W)$, где \vee — операция побитового „или“; операцию умножения на 2^{24} можно реализовать как логический сдвиг влево на 24 разряда. В этом случае кодирование осуществляется следующим образом. Значения W и $\text{inv}W$ извлекаются из таблиц согласно координатам R , G , B : $W = (WW[R^2 + G^2 + B^2]) / 2^{24}$, $\text{inv}W = (WW[R^2 + G^2 + B^2] \cdot 2^8) / 2^8$, где WW — массив заранее вычисленных значений w для всех R , G и B ; операции умножения и деления на 2^8 можно представить в виде логических сдвигов влево и вправо на 8 разрядов соответственно. Полученное значение W непосредственно сохраняется в выходном потоке видеоданных. Значение $\text{inv}W$ используется для расчета 8-разрядных значений $U = (R \text{ inv}W) / 2^{24}$ и $V = (B \text{ inv}W) / 2^{24}$.

Восстановление отсчетов осуществляется аналогичным образом.

Преимущество использования оптимизированного подхода состоит в том, что для хранения массива WW требуется $256^2 \cdot 3 \cdot 4 = 786\,432$ байта (768 Кбайт), однако для проведения расчетов необходимы операции умножения и логического сдвига. Тем не менее, для систем обработки видеoinформации с малым объемом оперативной памяти, и обладающих достаточными вычислительными ресурсами для проведения операций умножения и логического сдвига, оптимизированный способ преобразования согласно принципу постоянной цветовой яркости является более предпочтительным.

Сравнительный анализ целочисленных реализаций. Для сравнения табличной и оптимизированной реализаций рассмотрим основные функциональные блоки вычислительных модулей системы обработки. Показателем оценки производительности вычислительного устройства будем считать временные задержки, требуемые каждому модулю для совершения вычислений: MEM — задержка, порождаемая модулем обращения к внешней памяти устройства (контроллер памяти); CACHE — задержка, порождаемая обращением к быстрой памяти, расположенной в чипе процессора (кэш); ADD — задержка, порождаемая модулем вычисления операций сложения; SHIFT — задержка, порождаемая операцией логического сдвига; MULTIPLY — задержка, порождаемая модулем вычисления операций умножения.

При кодировании согласно табличной реализации (TBL) необходимо произвести одно обращение к памяти по координатам R , G , B для получения отсчетов W , U , V , что потребует трех операций сложения и двух логических сдвигов: TBL=2 SHIFT+3 ADD+MEM операций.

Оценим количество операций для формирования отсчетов W , U , V при использовании оптимизированной реализации (OPT). Для формирования отсчета W требуется вычислить индекс $i = R^2 + G^2 + B^2$, который используется для обращения к таблице ($w = WW[i]$), и выполнить логический сдвиг на 24 разряда вправо извлеченного из таблицы значения ($W = w \gg 24$).

Таким образом, оценка задержки составляет $(3 \text{ MULTIPLY} + 2 \text{ ADD}) + \text{MEM} + \text{SHIFT}$ тактов. Вычисление отсчетов U и V осуществляется посредством двух логических сдвигов для нормализации значения $\text{inv}W$, одной операции умножения и одного логического сдвига для каждого из отсчетов, что составляет $2 \text{ SHIFT} + 2 (\text{MULTIPLY} + \text{SHIFT})$ тактов. В результате для вычисления отсчетов W , U , V потребуется $(5 \text{ MULTIPLY} + 2 \text{ ADD}) + \text{MEM} + 5 \text{ SHIFT}$ тактов, что существенно превышает количество тактов, необходимых при использовании табличного метода. Если объем быстрой памяти процессора позволяет разместить всю таблицу WW , то требуется $\text{OPT} = (5 \text{ MULTIPLY} + 2 \text{ ADD}) + \text{CACHE} + 5 \text{ SHIFT}$ тактов, что обеспечивает уменьшение задержки вычисления.

Как правило, в вычислительных системах задержка MEM в 10 (и более) раз превышает задержку CACHE.

Применение оптимизированной реализации целесообразно использовать при наличии требуемого объема быстрой памяти процессора и выполнении соотношения $\text{MEM} \leq \text{OPT}$.

Например, для процессора Intel Atom 330 [5] при операции умножения требуется 3 такта: сложение — 1 такт, чтение из быстрой памяти — 1 такт, логический сдвиг — 1 такт. Значение $\text{OPT} = (5 \cdot 3 + 2 \cdot 1) + 1 + 5 \cdot 1 = 23$ такта. Обращение к внешней памяти определяется аппаратной реализацией системы и может составлять от 12 и более тактов ($\text{MEM} = 2 \cdot 1 + 3 \cdot 1 + 12 = 17$). Оптимальной для данной системы при $\text{MEM} = 17$ служит табличная реализация, в случае $\text{MEM} \geq 23$ целесообразно применить оптимизированную реализацию.

Заключение. На основе представленных вариантов реализации принципа постоянной цветовой яркости для вещественных и целочисленных платформ обработки данных, рассмотрения наиболее быстродействующего метода табличного кодирования и декодирования согласно принципу постоянной цветовой яркости, а также способа сокращения количества хранимых данных установлено, что при использовании оптимизированного метода табличного кодирования требуется в 85,33 раза меньший объем памяти, чем при табличной реализации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полосин Л. Л. Принцип постоянной цветовой яркости в телевидении // Телевизионная техника и связь. 1995. Спец. вып. С. 28—37.
2. Джакония В. Е., Гоголь А. А., Друзин Я. В. и др. Телевидение: Учебник для вузов / Под ред. В. Е. Джаконии. М.: Радио и связь, 2004. 616 с.
3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.
4. Сухов Т. М., Беляев Е. А. Использование принципа постоянной цветовой яркости для передачи видеoinформации // Изв. вузов. Приборостроение. 2011. Т. 54, № 1. С. 55—59.
5. Электронный ресурс: <http://www.agner.org/optimize/instruction_tables.pdf>.

Сведения об авторе

Тимофей Михайлович Сухов — ЗАО «Научно-производственная фирма „ТИРС“», отдел телевизионной техники, Санкт-Петербург; начальник сектора; E-mail: tsuhov@mail.ru

Рекомендована отделом
телевизионной техники ЗАО «НПФ „ТИРС“»

Поступила в редакцию
17.01.14 г.

М. А. АЛЛЕС, С. В. СОКОЛОВ

ОПТИЧЕСКИЙ ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Исследуются проблемы конструирования оптических устройств обработки информации. Рассматриваются конструкция и принцип действия оригинального оптического генератора, позволяющего управлять параметрами выходных импульсных последовательностей.

Ключевые слова: оптическое устройство обработки информации, оптический генератор импульсных последовательностей.

Задача обеспечения требуемого быстродействия и качества функционирования любого, в том числе и оптического, цифрового устройства или системы не может быть решена без создания стабильного быстродействующего генератора тактовой частоты.

Известные оптические генераторы тактовых импульсов, предназначенные для систем обработки информации, обладают значительным быстродействием [1]. Так, например, быстродействие представленного в работе [2] оптического мультивибратора, состоящего из оптических волноводов и оптических бистабильных элементов, составляет порядка 10^{-9} с. Однако данный генератор, как и подавляющее большинство оптических генераторов, имеет существенный недостаток — сложность управления параметрами генерируемой импульсной последовательности.

В этой связи приобретает актуальность задача конструирования генератора, обладающего возможностью гибкого управления параметрами импульсных последовательностей с сохранением их стабильности, а также возможностью реализации в интегральном исполнении.

Схема оптического генератора импульсных последовательностей, удовлетворяющего указанным требованиям, приведена на рис. 1, где I — источник излучения (ИИ) требуемой интенсивности; $2_1, 2_2$ — первый и второй оптические волноводы (ОВ); $3_1, 3_2, \dots, 3_n$ — электрооптические кристаллы, в которых сформированы ОВ $2_1, 2_2$.

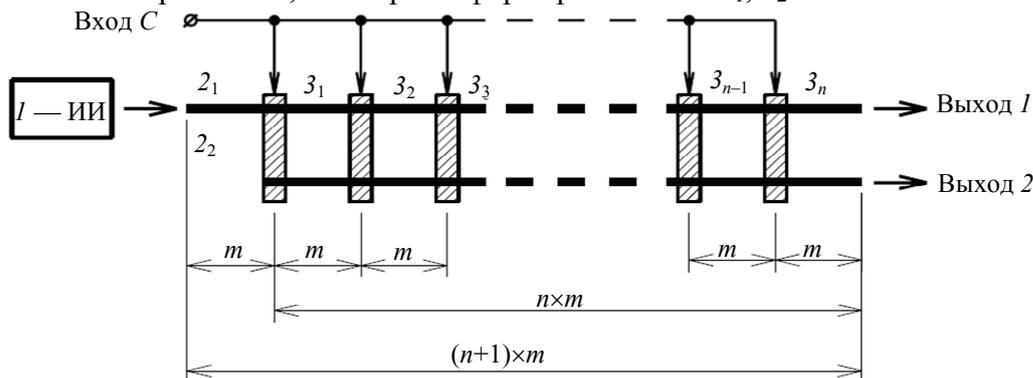


Рис. 1

Оптический генератор имеет управляющий вход C , который объединяет все управляющие входы кристаллов $3_1, 3_2, \dots, 3_n$. При этом кристалл 3_1 расположен на расстоянии m от входа ОВ 2_1 ; $(i+1)$ -й кристалл — на расстоянии m от i -го кристалла, $i=1, 2, \dots, n$; выходы ОВ 2_1 и 2_2 располагаются на расстоянии m от n -го кристалла 3_n ; здесь и далее величина m — в условных единицах.

Принцип действия генератора заключается в следующем. В начальном состоянии — при отсутствии управляющего сигнала на входе C устройства — оптическая связь между волноводами 2_1 и 2_2 отсутствует и оптический поток источника излучения I поступает на вход

ОВ 2₁ и далее на выход 1 устройства. При подаче управляющего сигнала на вход С под действием приложенного электрического поля показатель преломления всех *n* кристаллов 3₁, 3₂, ..., 3_{*n*} изменяется, и, таким образом, между волноводами 2₁ и 2₂ устанавливается оптическая связь через интервалы длиной *m* [3—6]. Иными словами, ОВ 2₁, 2₂ совместно с кристаллами 3₁, 3₂, ..., 3_{*n*} представляют собой электрооптические переключатели, реализованные, например, в виде схем, конструкция и принцип действия которых описаны в работах [3—6].

Оптический поток ИИ 1 с задержкой на время переходного процесса, равное $\Delta t = t_k + nm/c$, где $t_k \approx 10^{-10}$ с — время срабатывания кристаллов [3—6], *c* — скорость распространения оптического потока в ОВ 2₁ и 2₂, распределяется по оптическим волноводам следующим образом: „участок между входом ОВ 2₁ и кристаллом 3₁“ — „участок ОВ 2₂ между кристаллами 3₁ и 3₂“ — „участок ОВ 2₁ между кристаллами 3₂ и 3₃“ ... „участок ОВ 2₂ между кристаллом 3_{*n*} и выходом ОВ 2₂“. На выходе волновода 2₂ при этом формируется постоянный оптический поток.

После снятия управляющего сигнала со входа С устройства оптическая связь между волноводами 2₁ и 2₂ прерывается. Это, в свою очередь, приведет к тому, что в ОВ 2₁ и 2₂ одновременно будут сформированы световые „отрезки“ (оптические импульсы) — длительность каждого импульса при этом равна *m*, расстояние между ними также *m*, и в каждом из волноводов 2₁, 2₂ таких импульсов будет $(n+1)/2$.

Далее оптический генератор формирует на выходах 1 и 2 устройства импульсные последовательности с длительностью импульса $\tau = m/c$ и длительностью интервала между импульсами $\tau_{ин} = \tau = m/c$. Через некоторое время $\Delta t^* = nm/c$ формирование импульсных последовательностей на выходах 1 и 2 устройства прекращается и генератор переходит в начальное состояние.

Очевидно, что посредством выбора значений *n* и *m* можно управлять параметрами последовательности оптических сигналов (длительностью импульса и длительностью интервала между импульсами).

Проиллюстрируем изложенное на следующем примере. Пусть *n* — количество кристаллов 3₁, 3₂, ..., 3_{*n*} — равно 1000, а *m* — расстояние между кристаллами — равно 1 мм (длина ОВ 2₁ и 2₂ составит при этом $(n+1) \cdot m = 1001$ мм). Тогда время, необходимое для заполнения ОВ 2₁ и 2₂ световыми „отрезками“, будет равно $\Delta t = t_k + nm/c = 3,4 \cdot 10^{-9}$ с. Импульсная последовательность с выхода каждого из волноводов 2₁ и 2₂ составит 500 импульсов и 500 интервалов длительностью $\tau_{ин} = \tau = m/c = 3,3 \cdot 10^{-12}$ с и периодом следования $T = \tau_{ин} + \tau = 6,6 \cdot 10^{-12}$ с. Время формирования такой импульсной последовательности будет равно $\Delta t^* = nm/c = 3,3 \cdot 10^{-9}$ с.

Для обеспечения полного управления параметрами импульсной последовательности необходимо ввести вместо одного управляющего входа С устройства *n* входов С₁, С₂, ..., С_{*n*}, являющихся одновременно входами кристаллов 3₁, 3₂, ..., 3_{*n*} (рис. 2). Такое исполнение оптического генератора позволит сформировать на выходах 1 и 2 устройства импульсные последовательности с различной длительностью импульсов и периодов.

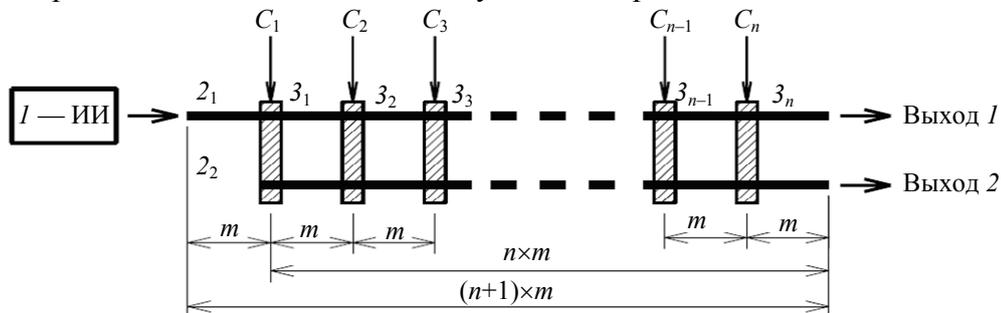


Рис. 2

Предложенный оптический генератор импульсных последовательностей обладает возможностью гибкого управления параметрами формируемых импульсов. При этом генератор построен на основе элементов, которые входят в состав существующих генераторов тактовой

частоты [1], и может быть реализован в традиционном интегральном исполнении с быстродействием и стабильностью, не уступающими известным аналогам. Важным преимуществом данного генератора является возможность формирования пикосекундных оптических импульсов с частотой следования, равной 10^{11} — 10^{12} Гц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Соколов С. В., Бугаян И. Р. Схемотехника оптических компьютеров. Ростов-на-Дону: РГЭУ, 2009. 218 с.
2. Пат. 2050017 РФ, МПК G06E 3/00. Оптический мультивибратор / С. В. Соколов. Заявл. 14.08.1992; опубл. 10.12.1995.
3. Клэр Ж.-Ж. Введение в интегральную оптику / Пер. с франц.; Под ред. В. К. Соколова. М.: Сов.радио, 1980. 104 с.
4. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника. М.: Радио и связь, 1989. 360 с.
5. Семенов А. С., Смирнов В. Л., Шмалько А. В. Интегральная оптика для систем передачи и обработки информации. М.: Радио и связь, 1990. 224 с.
6. Розеншер Э., Винтерн Б. Оптоэлектроника. М.: Техносфера, 2004. 592 с.

Сведения об авторах

- Михаил Александрович Аллес** — канд. техн. наук; НПП „Югпромавтоматизация“, Ростов-на-Дону; ведущий инженер-технолог; E-mail: alles@nextmail.ru
- Сергей Викторович Соколов** — д-р техн. наук, профессор; Ростовский государственный университет путей сообщения, кафедра автоматики и телемеханики на железнодорожном транспорте, Ростов-на-Дону; E-mail: s.v.s.888@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
автоматики и телемеханики на
железнодорожном транспорте РГУПС

Поступила в редакцию
06.03.14 г.

УДК 628.984

А. Ю. ГОЛУБЕВА, А. И. ИВАНОВ, В. Т. ПРОКОПЕНКО

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕТОДИОДНЫХ СВЕТИЛЬНИКОВ

Представлена компьютерная модель светодиодного светильника, созданная на основе технических параметров отдельного светодиода, а также конструктивных особенностей и энергетических характеристик светового прибора. Приведены результаты сравнительного анализа светотехнических параметров компьютерной модели и соответствующих величин, полученных экспериментально.

Ключевые слова: компьютерное моделирование, сила света, световой поток, площадь равномерной освещенности.

Компьютерное проектирование светильников является одним из основных инструментов современной светотехники. Преимущества компьютерного метода моделирования, обеспечивающие эффективную экономию временных и финансовых затрат, бесспорны. Поэтому при разработке и создании осветительных приборов доминирующую роль играет достоверность результатов расчета и степень точности показателей освещенности.

Для обеспечения максимального соответствия компьютерной модели светильника и реальной необходимо правильно выбрать технические параметры отдельных источников света.

Светодиодный светильник — это световой прибор, перераспределяющий свет источников излучения (светодиодов) внутри больших телесных углов и обеспечивающий концентрацию светового потока [1, 2].

В настоящей статье представлена компьютерная модель светодиодного светильника, созданная на основе технических параметров отдельного светодиода, а также конструктивных особенностей и энергетических характеристик светового прибора, получены расчетные светотехнические характеристики готового изделия и приведены результаты сравнительного анализа светотехнических параметров, полученных с помощью компьютерного моделирования и лабораторных измерений.

В качестве источников света в светильнике были выбраны светодиоды белого свечения марки XP-G фирмы CREE (США) с характерными значениями светотдачи и светового потока при заданных рабочих токах и напряжениях. В рассматриваемой модели светодиодной платы рабочий ток $I = 0,35$ А, напряжение $U = 2,99$ В. Оптимальное значение рабочего тока выбрано в зависимости от оптической эффективности K (рис. 1). Как видно из графика, участок, соответствующий $I = 0,3 \dots 0,4$ А, является более стабильным, чем участок при $I = 0,1 \dots 0,3$ А, при этом сохраняется достаточно высокий уровень светотдачи. При таком рабочем токе ($0,35$ А) значения светового потока и потребляемой одним светодиодом мощности при температуре 25 °С равны 139 лм и $1,05$ Вт соответственно.

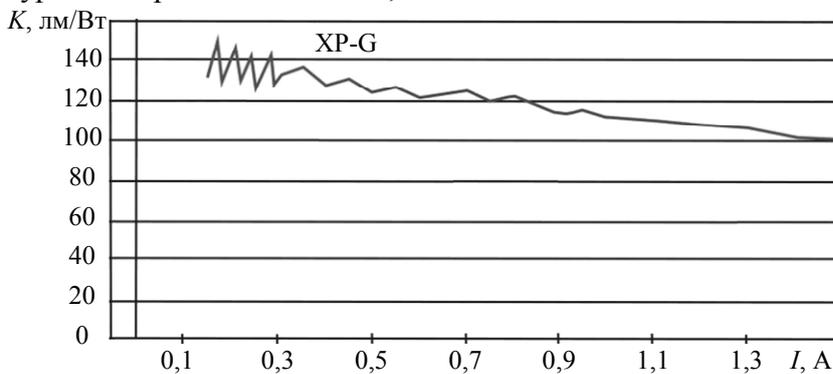


Рис. 1

В соответствии с конструкцией светильника (рис. 2) и с учетом технических характеристик светодиода при заданных значениях тока и начальной температуре 25 °С был произведен компьютерный расчет температуры светодиода в месте пайки при непрерывной работе светильника в течение 1 ч: значение данной температуры составило 95 °С. Соответственно при данном тепловом режиме значение светового потока одного светодиода, с учетом заявленных фирмой-производителем технических характеристик, составляет 108 лм.

На основе полученных расчетных характеристик было произведено компьютерное моделирование светотехнических параметров светильника в программном пакете ZEMAX, а именно, произведен расчет суммарного светопотока и сформирована диаграмма направленности суммарного светового потока светильника.

Для оценки достоверности компьютерной модели был произведен сравнительный анализ ее светотехнических характеристик и значений, полученных экспериментально.

На рис. 3 приведены угловые диаграммы силы света и светового потока светодиодного светильника, полученные экспериментально (а) и посредством компьютерного моделирования (б).



Рис. 2

Анализ диаграмм показывает, что суммарный световой поток компьютерной модели (637,59 лм) превышает значения, полученные при его измерении на фотогониометре (621 лм), на 2,5 %. Различие полученных кривых сил света обусловлено точностью каждого из методов. Так, например, при измерениях на фотогониометре шаг сканирования во взаимно-перпендикулярных плоскостях составил 5° , а при компьютерном моделировании — $1,5^\circ$.

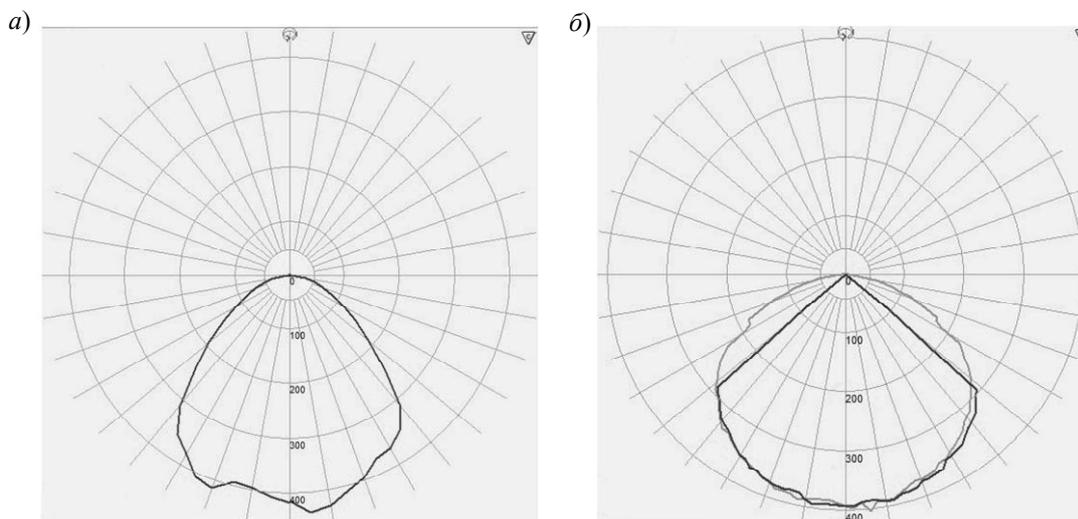


Рис. 3

На рис. 4 представлены результаты расчета освещенности одной и той же сцены в программном пакете Dialux при использовании электронной модели светильника, созданного экспериментально (а) и при компьютерном моделировании (б).

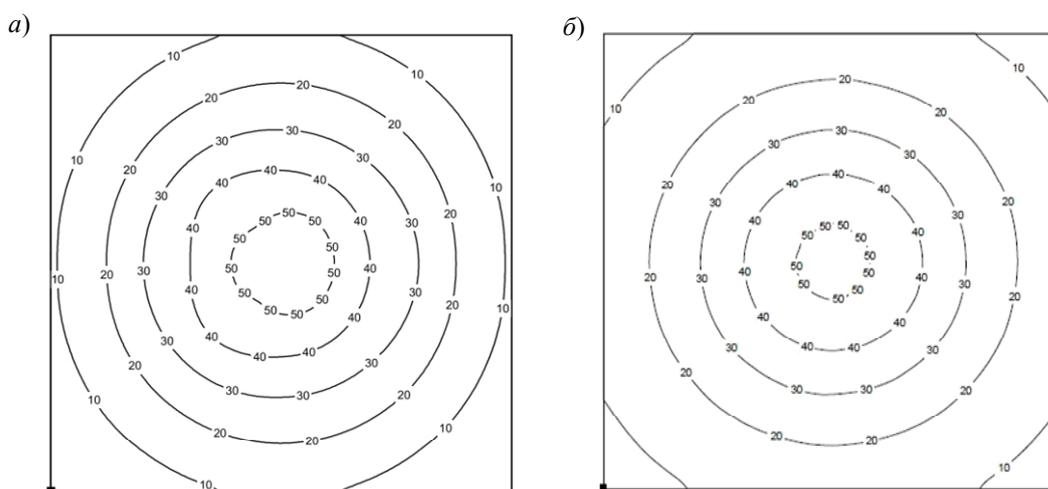


Рис. 4

Главное назначение осветительного устройства — создание равномерной освещенности на рабочей плоскости. В представленном компьютерном расчете различие площадей равной освещенности, определяемых изолиниями от 50 до 10 лк (см. рис. 4), составило 0,1—1,8 %. Различие площадей равной освещенности, полученных с использованием программы Dialux, и равномерно освещенной площади, измеренной с помощью люксметра (Ю-116) в лабораторных условиях, составило 1—5 %.

Таким образом, по результатам оценки светотехнических характеристик компьютерной модели и реального светильника можно утверждать, что эффективность компьютерного моделирования при разработке осветительного устройства довольно высока, а точность компьютерных расчетов зависит от точности определения исходных данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочная книга по светотехнике / Под ред. Ю. Б. Айзенберга. М.: Знак, 2006. 972 с.
2. Мешков З. В. Основы светотехники: Учеб. пособие. М.: Энергия, 1979. Ч. 1. 368 с.

Сведения об авторах

- Алёна Юрьевна Голубева** — аспирант; Университет ИТМО, кафедра твердотельной оптоэлектроники, Санкт-Петербург; E-mail: golubevaay@gmail.com
- Александр Игоревич Иванов** — аспирант; Университет ИТМО, кафедра твердотельной оптоэлектроники, Санкт-Петербург; E-mail: ale4103@gmail.com
- Виктор Трофимович Прокопенко** — д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО, кафедра твердотельной оптоэлектроники, Санкт-Петербург; E-mail: prokopenko@mail.ifmo.ru

Рекомендована кафедрой
твердотельной оптоэлектроники

Поступила в редакцию
21.02.14 г.

УДК 629.78

А. П. Смирнов, Т. Л. Романова

**СТАБИЛИЗАЦИЯ КОСМИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЫ
С ПОМОЩЬЮ ТРЕХ АВТОКОЛЛИМАТОРОВ**

Представлены результаты математического анализа возможности трехмерного позиционирования двух твердых тел по отношению к третьему и рассмотрены варианты технических решений.

Ключевые слова: автоколлиматор, призма, система координат, матрица.

Техническая задача трехмерного позиционирования твердых тел относительно базового элемента возникает, например, при стабилизации космической платформы [1]. При этом твердые тела представляют собой контрольные элементы в виде призм с двумя зеркальными гранями, а базовый элемент, также в виде призмы, удерживается в пространстве заданным образом по отношению к внешнему источнику света. Одним из технических решений данной задачи является замкнутая система из трех автоколлиматоров $K1$ — $K3$ [2], сопряженных с твердыми телами — контрольными элементами $KЭ1$, $KЭ2$ и базовым элементом $БЭ$ (рис. 1). Автоколлиматоры состоят из направленных друг на друга пар плоских зеркал, при этом коллиматоры $K1$ и $K2$ расположены между плоскими зеркальными гранями призмённых элементов и базового элемента, а коллиматор $K3$ — между призмёнными элементами (рис. 1, а).

Оптическую схему автоколлиматора рассмотрим на примере коллиматора $K3$ (рис. 1, б). Автоколлиматор $K3$ содержит оптический блок, состоящий из объектива с вынесенной передней главной плоскостью H , в исходном состоянии во внешней системе координат $OXYZ$ оптическая ось объектива совпадает с осью Y . Точка O — главная точка объектива, совпадающая с его узловой точкой. Измерительная марка A совмещается с точкой O . Марка A с увеличением $+1$ изображается в заднюю главную точку O' . На расстоянии $0,5f'$, где f' — заднее фокусное расстояние объектива, устанавливается зеркальная грань $KЭ1$. Параллельный пучок лучей, вышедших из объектива, отражается от зеркальной грани $KЭ2$ и в обратном ходе образует в плоскости H автоколлимационное изображение марки A' . Если зеркальная грань $KЭ1$ наклонена относительно оси y на угол β , то из объектива выходит параллельный пучок лучей также под углом β относительно оси y . Если автоколлимационная зеркальная грань

КЭ2 наклонена на угол α относительно оптической оси объектива, то изображение марки A смещается в точку с координатой y' в плоскости H , при этом

$$y' = f' \operatorname{tg}[2(\alpha - \beta)].$$

Такая конструкция оптической системы делает автоколлиматор нерасстраиваемым. Малые смещения объектива в плоскости, перпендикулярной оси y , а также малые наклоны объектива не приводят к смещению автоколлимационного изображения марки A , т.е. к изменению значения координаты y' , и, соответственно, не приводят к изменению контролируемой разности $(\alpha - \beta)$.

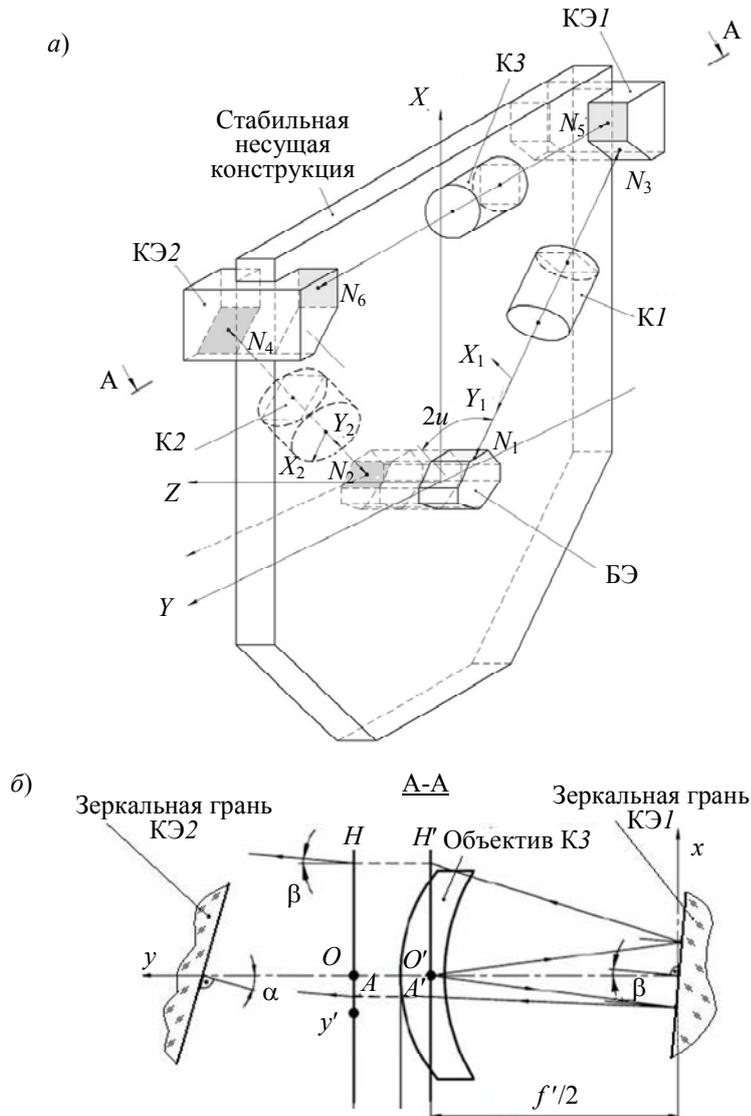


Рис. 1

Объективы автоколлиматоров с матричными приемниками расположены в начальном положении так, что их оптические оси составляют равнобедренный треугольник с углом $2u$ при вершине. Измерительные марки расположены на оптической оси, причем плоские зеркала базового элемента расположены по нормали к боковым сторонам. Внешняя (глобальная) декартова система координат $OXYZ$ связана с базовым элементом. Оптическая ось автоколлиматора КЗ в номинальном положении расположена вдоль оси ординат. Под действием внешних возмущений происходит смещение относительно оси автоколлимационных изображений, сформированных при последовательном отражении луча от плоских зеркальных граней призм в поле зрения матричных приемников. По координатам центров тяжести пятен на

приемнике необходимо восстановить пространственное положение контрольных элементов. Рассмотрению алгоритма восстановления и посвящена данная статья.

В качестве локальных систем координат автоколлиматоров $K1$ и $K2$ выберем правые декартовы системы с направлением осей ординат вдоль нормалей к зеркалам базового элемента (см. рис. 1). Оси абсцисс и аппликат служат поперечными осями матричных приемников. Переход к локальным координатам осуществляется поворотом вокруг глобальной оси аппликат на угол u для автоколлиматора $K1$ и угол $\pi-u$ для $K2$.

В предположении, что оптическая система идеальная, проанализируем влияние первичных методических погрешностей измерений на точность стабилизации платформы, при этом влияние первичных погрешностей установок и технологических угловых погрешностей призм не учитывается.

Рассмотрим математическую модель конструкции оптической системы, для описания которой воспользуемся законом отражения от зеркала в векторном виде [3]:

$$L'(L, N) = L - 2N(LN). \quad (1)$$

Здесь L' — векторная функция направляющих косинусов отраженного луча; L — функция направляющих косинусов падающего луча; N — нормаль к зеркалу, сонаправленная с падающим лучом.

Для осуществления матричных операций требуется определить во внешней системе координат матрицу поворота на угол α относительно оси с направляющими косинусами $P = (P_0, P_1, P_2)$ [4]:

$$M(P, \alpha) = \begin{bmatrix} \cos \alpha & P_2 \cdot \sin \alpha & -P_1 \cdot \sin \alpha \\ -P_2 \cdot \sin \alpha & \cos \alpha & P_0 \cdot \sin \alpha \\ P_1 \cdot \sin \alpha & -P_0 \cdot \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (P_0)^2 & P_0 \cdot P_1 & P_0 \cdot P_2 \\ P_1 \cdot P_0 & (P_1)^2 & P_1 \cdot P_2 \\ P_2 \cdot P_0 & P_2 \cdot P_1 & (P_2)^2 \end{bmatrix} \cdot (1 - \cos \alpha). \quad (2)$$

Используя выражение (2), сформируем номинальные значения нормалей к плоским зеркалам автоколлиматоров: задав угол $u = 35^\circ$, посредством поворота, например, орта ординат \mathbf{j} вокруг оси аппликат с ортом \mathbf{k} , используемым в качестве оси поворота $P = (0, 1, 0)$, на заданные углы (используется правовинтовая декартова система координат) получим

$$\begin{aligned} N_1 &= M(\mathbf{k}, -u) \cdot \mathbf{j}, & N_2 &= M[\mathbf{k}, (u - \pi)] \cdot \mathbf{j}, & N_3 &= M[\mathbf{k}, (\pi - u)] \cdot \mathbf{j}, \\ N_4 &= M(\mathbf{k}, u) \cdot \mathbf{j}, & N_5 &= M(\mathbf{k}, \pi) \cdot \mathbf{j}, & N_5 &= M(\mathbf{k}, 0) \cdot \mathbf{j}. \end{aligned} \quad (3)$$

Рассмотрим конкретный пример. Пусть значения углов, характеризующих положение контрольных призм при возмущающих воздействиях, не превышают $30'$, а фокусные расстояния объективов автоколлиматоров $f' = 400$ мм. Тогда с использованием встроенных стохастических функций в среде MathCAD произведем моделирование неизвестных нормалей посредством поворота контрольных призм на случайные углы относительно координатных осей. В результате будет сформирован случайный вектор углов поворота, в минутах, последовательно вокруг осей $KЭ1$ (14, -29, 9) и $KЭ2$ (-19, 4, 20), тогда реальные нормали к зеркалам контрольных призм могут быть представлены в следующем виде:

$$N_{r3} = M(\mathbf{i}, 14') M(\mathbf{j}, -29') M(\mathbf{k}, 9') N_3 = \begin{pmatrix} 0,452 \\ -0,892 \\ -1,766 \cdot 10^{-4} \end{pmatrix},$$

$$N_{r4} = \begin{pmatrix} 0,459 \\ 0,888 \\ 5,444 \cdot 10^{-3} \end{pmatrix}, N_{r5} = \begin{pmatrix} -2,618 \cdot 10^{-3} \\ -1 \\ 4,094 \cdot 10^{-3} \end{pmatrix}, N_{r6} = \begin{pmatrix} 5,818 \cdot 10^{-3} \\ 1 \\ 5,534 \cdot 10^{-3} \end{pmatrix}. \quad (4)$$

В локальных координатах автоколлиматоров К1 и К2 нормали N_{rL3} и $-N_{rL4}$ к зеркалам КЭ1 и КЭ2 определяются согласно преобразованию (2).

Сформируем матрицы перехода в локальную систему координат автоколлиматоров К1 и К2 соответственно:

$$N_{rL3} = M(\mathbf{k}, u)N_{r3} = \begin{pmatrix} -2,636 \cdot 10^{-3} \\ -1 \\ -1,766 \cdot 10^{-4} \end{pmatrix}, N_{rL4} = M(\mathbf{k}, \pi - u)N_{r4} = \begin{pmatrix} -5,825 \cdot 10^{-3} \\ -1 \\ -5,444 \cdot 10^{-3} \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Поскольку в автоколлиматорах К1 и К2 сигнальный луч распространяется вдоль нормали к граням базовой призмы, то, отразившись от них, луч будет направлен к орту ординат $-\mathbf{j}$. Отражившись от граней контрольных призм, луч, пройдя через объектив, попадет в пятно на приемнике. Измерив координаты X_1 и Z_1 , можно восстановить направляющие косинусы отраженного луча:

$$L'_3 = \begin{bmatrix} X_1 \\ \sqrt{f^2 - X_1^2 - Z_1^2} \\ Z_1 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{f'} = \begin{pmatrix} 5,272 \cdot 10^{-3} \\ 1 \\ 3,532 \cdot 10^{-4} \end{pmatrix}, L'_4 = \begin{bmatrix} X_2 \\ \sqrt{f^2 - X_2^2 - Z_2^2} \\ Z_2 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{f'} = \begin{pmatrix} 0,012 \\ 1 \\ 0,011 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Как следует из выражения (1), нормаль к зеркалу в локальной системе координат может быть определена, если известны направляющие косинусы падающего и отраженного лучей:

$$N = \frac{L - L'(L, N)}{2N(LN)} = \frac{L - L'(L, N)}{|L - L'(L, N)|}. \quad (7)$$

В формуле (7) использовано свойство единичной длины нормали, на основании которого находим нормали к зеркалам контрольных призм в локальных координатах автоколлиматоров К1 и К2 соответственно:

$$N'_3 = \frac{-\mathbf{j} - L'_3}{|\mathbf{j} + L'_3|} = \begin{pmatrix} -2,636 \cdot 10^{-3} \\ -1 \\ -1,766 \cdot 10^{-4} \end{pmatrix}, N'_4 = \frac{-\mathbf{j} - L'_4}{|\mathbf{j} + L'_4|} = \begin{pmatrix} -5,825 \cdot 10^{-3} \\ -1 \\ 5,444 \cdot 10^{-3} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Переход во внешнюю систему координат позволяет осуществить восстановление реальных значений нормалей N_{v3} и N_{v4} к зеркалам контрольных призм, обращенных к базовой призме, которые полностью совпадают с реальными значениями N_{r3} и N_{r4} :

$$N_{v3} = M(\mathbf{k}, u)N'_3 = N_{r3}, \quad N_{v4} = M(\mathbf{k}, u - \pi)N'_4 = N_{r4}. \quad (9)$$

Таким образом, в данном случае методическая погрешность восстановления равна нулю.

Рассмотрим два способа восстановления нормалей N_5 и N_6 к зеркалам автоколлиматора К3 (см. рис.1).

1-й способ. Одна из призм, например КЭ1, имеет два положения в пространстве, отличающиеся направлением нормали: одно — N_{r5} (см. формулу (4)), другое — полученное

в результате поворота вокруг оси N_1 с направляющими косинусами на некоторый угол γ . С помощью преобразования (2) сформируем матрицу поворота

$$M_n = M(N_1, \gamma) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix}, \quad (10)$$

где элементы a_i матрицы сформированы из координат вектора N_1 и угла γ .

Если луч направлен вдоль оптической оси к зеркалу с нормалью N_5 , по орту $-\mathbf{j}$, а отразившись, — к зеркалу с нормалью N_6 , то, применяя дважды выражение (1), получаем

$$L_n = L'(L'(-\mathbf{j}, N_{r5}), N_{r6}) = \begin{bmatrix} X_n \\ -\sqrt{f'^2 - X_n^2 - Z_n^2} \\ Z_n \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{f'} = \begin{pmatrix} b \\ c \\ d \end{pmatrix}; \quad (11)$$

$$L'_n = L'(L'(-\mathbf{j}, M_n N_{r5}), N_{r6}) = \begin{bmatrix} X'_n \\ -\sqrt{f'^2 - X_n'^2 - Z_n'^2} \\ Z'_n \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{f'} = \begin{pmatrix} b' \\ c' \\ d' \end{pmatrix},$$

здесь X_n, Z_n и X'_n, Z'_n — координаты меток на приемнике.

Выделим скалярные уравнения для составляющих по осям абсцисс и аппликат и выразим неизвестные координаты нормалей через величины p, m, r, t : $N_{r5} = (p, -(1-p^2-m^2)^{0,5}, m)$, $N_{r6} = (r, (1-r^2-t^2)^{0,5}, t)$. Подставив полученные векторы в уравнения (11) и использовав дважды выражение (1), после преобразований получим систему из четырех нелинейных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} k_1 p + k_3 r &= -b / 2; \\ k_1 m + k_3 t &= -d / 2; \\ a_{11} k_4 p + a_{13} k_4 m + k_5 r &= a_{12} k_1 k_4 - b' / 2; \\ a_{31} k_4 p + a_{33} k_4 m + k_5 t &= a_{32} k_1 k_4 - d' / 2, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$k_1 = \sqrt{1 - p^2 - m^2}, \quad k_2 = \sqrt{1 - r^2 - t^2}, \quad k_3 = -2k_1 [pr + mt - k_1 k_2] - k_2,$$

$$k_4 = -a_{21} p - a_{23} m + a_{22} k_1, \quad k_5 = -k_2 - 2k_4 [r(a_{11} p - a_{12} k_1 + a_{13} m) - k_2 k_4 + t(a_{31} p - a_{32} k_1 + a_{33} m)].$$

В нулевом приближении $p=m=r=t=0$ и все пять коэффициентов k_1-k_5 равны единице, и тогда система сводится к линейной. Для следующего приближения требуется вычислить новые значения коэффициентов k_1-k_5 и перейти к следующему шагу, также решая систему линейных уравнений.

Как показали исследования, при нулевом приближении погрешность восстановления нормалей N_5 и N_6 составляет $17,97''$, в первом приближении — $2,03''$; следующие приближения достигают стационарной области и не обеспечивают повышения точности.

Если погрешность линейного наведения автоколлиматора составляет, например, 3 мкм , то при $f' = 400 \text{ мм}$ погрешность углового наведения составит $10^{-5} \text{ рад} = 2,06''$. Эта оценка показывает, что первое приближение при решении системы (12) достаточно для обеспечения данной точности.

2-й способ. На одну из призм, например КЭ1, наклеивается небольшой зеркальный клин (рис. 2) с углом φ при вершине. Для определения нормали к гипотенузной грани клина требуется осуществить поворот на угол φ вокруг оси, перпендикулярной плоскости, составленной

реальными нормальными N_{r3} и N_{r5} . Математически виртуальная ось поворота выражается векторным произведением восстановленной с нулевой методической погрешностью нормали к грани 3 и неизвестной нормали к грани 5 (см. рис. 2).

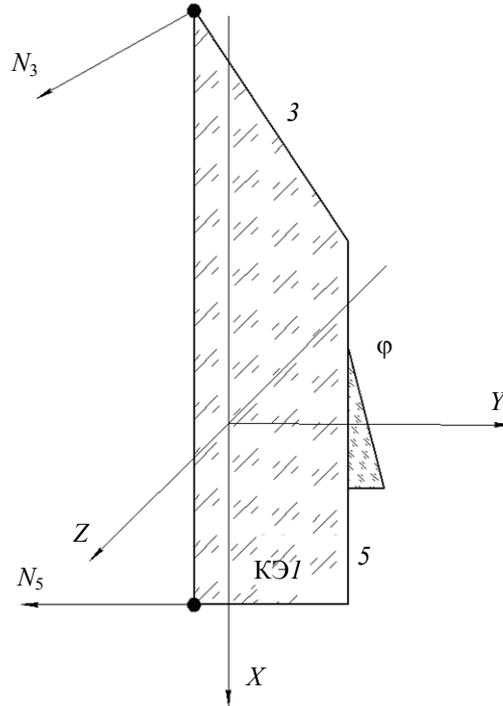


Рис. 2

Выразив нормаль N_{r3} через величины q, v, s , которые математически точно восстанавливаются по данным координат автоколлиматора К1, и нормаль N_{r5} — через неизвестные величины p и m , составим функцию T направляющих косинусов оси вращения, переводящей нормаль N_5 к нормали к зеркальной грани приклеенного клина:

$$T = \begin{pmatrix} -sk_1 - vm \\ qm - ps \\ vp - qk_1 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Используя формулы (2) и (13), сформируем матрицу преобразования

$$T_n = \begin{pmatrix} g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{pmatrix},$$

где

$$g_{11} = \cos \varphi + (sk_1 + vm)^2 (1 - \cos \varphi),$$

$$g_{12} = (vp - qk_1) \sin \varphi - (sk_1 + vm)(qm - ps)(1 - \cos \varphi), \dots \text{ (и т.д.)}$$

Элементы g_i матрицы T_n зависят от известных составляющих нормали N_{r3} , а также неизвестных координат p и m нормали N_{r5} . На первом шаге $p = m = 0$, на следующих шагах коэффициенты матрицы и коэффициенты $k_1—k_5$ (см. систему уравнений (12)) уточняются.

Заметим, что для восстановления нормалей к зеркалам автоколлиматора К3, когда они имеют неопределенное положение в пространстве, требуется дополнительное конструктивное решение, чтобы получить два пятна на приемнике. Для нахождения математического решения в этом случае используются нелинейные, трансцендентные уравнения, и решение зависит от начального приближения, которое отождествляется с номинальным положением

зеркал. В номинальном положении нормали к зеркалам расположены по оси ординат, а поперечные составляющие нормалей, абсциссы и аппликаты, равны нулю.

Погрешность восстановления зависит от пространственного положения контрольных призм: например, если угол, определяющий положение призм, не превышает $30'$, то погрешность составляет $2''$. Таким образом, предложенные способы изменения конструкции оптической системы позволяют обеспечить стабильность платформы.

Статья подготовлена по результатам работы, выполненной при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тезисы третьей Всесоюзной научно-технической конференции „Современные проблемы ориентации и навигации космических аппаратов“: Сб. материалов / Под ред. Г. А. Аванесова и др. М.: ИКИ РАН, 2008.
2. Цифровой двухкоординатный автоколлиматор / А. Н. Королев, А. И. Гарцуев, Г. С. Полищук, В. П. Трезуб // Оптич. журн. 2009. Т.76, № 10. С. 42—47.
3. Герцбергер М. Современная геометрическая оптика. М.: Изд-во иностр. лит., 1962.
4. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. М.: Наука, 1981.

Сведения об авторах

- Александр Павлович Смирнов** — д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО, кафедра компьютерной фотоники и видеоинформатики, Санкт-Петербург;
E-mail: apsmirnov@bk.ru
- Татьяна Леонидовна Романова** — аспирант; Университет ИТМО, кафедра компьютерной фотоники и видеоинформатики, Санкт-Петербург; E-mail: RTL87@mail.ru

Рекомендована кафедрой
компьютерной фотоники
и видеоинформатики

Поступила в редакцию
25.12.13 г.

И. Н. ГОНЧАРОВ, Е. Н. КОЗЫРЕВ, Р. О. АСКЕРОВ

ИССЛЕДОВАНИЕ ВТОРИЧНО-ЭМИССИОННОЙ СПОСОБНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ НА ПОРИСТЫХ АНОДИРОВАННЫХ СТРУКТУРАХ

Рассматриваются особенности и результаты компьютерного моделирования процессов усиления вторично-эмиссионных каналов, диаметром не более 1 мкм, в пористых структурах оксида алюминия.

Ключевые слова: вторичная электронная эмиссия, электронные умножители, оксид алюминия.

Вторично-эмиссионные (ВЭ) многоканальные умножители находят широкое применение в электронно-оптических преобразователях (ЭОП) 2-го и 3-го поколений, используемых в приборах ночного видения. В данных изделиях в качестве ВЭ-усилителей пространственно-распределенных потоков фотоэлектронов применяются микроканальные пластины (МКП).



Рис. 1

Конструкция МКП (рис. 1) представляет собой диск из свинцово-силикатного стекла, состоящий из спеченного множества (700—1000 шт.) идентичных микроканальных ячеек, каждая из которых, в свою очередь, содержит до 5000—6000 регулярно уложенных и спеченных идентичных миниатюрных трубчатых каналов диаметром от 5 до 10 мкм в зависимости от разновидности МКП. При приложении напряжения к металлизированным торцам пластины в процессе ее эксплуатации по стенкам каждого из каналов течет ток проводимости, создающий в них однородное электрическое поле с линейно возрастающим потенциалом. Таким

образом, все каналы преобразуются в идентичные вторично-эмиссионные усилители.

Микроканальные пластины имеют, в силу сложности конструкции, многоступенчатую технологию производства [1]. Данная технология достаточно отработана, однако столь сложна, что процент выхода годных МКП по-прежнему весьма низок и носит вероятностный характер. Указанные факторы сказываются на себестоимости продукции (в среднем достигающей 100 долл. за образец). Очевидно, что поиск альтернативных менее сложных конструкций многоканальных вторично-электронных умножителей является актуальной проблемой.

Современные, хотя и недостаточно распространенные, аналоги — МКП из монокристаллического полупроводникового кремния, созданные на основе технологических процессов микроэлектроники и химии [2]. Данные пластины отличаются повышенным коэффициентом прозрачности, достигающим 0,9, поскольку микроканалы в них имеют квадратное сечение, по площади соизмеримое с сечениями круглых каналов стеклянных пластин. В техно-

логии изготовления данных SiO_2/Si -МКП используются операции, отработанные при производстве полупроводников, в частности маскирующая фотолитография, при этом структура МКП формируется не из множества соединенных отдельных каналов, а из единой исходной заготовки, что способствует некоторому снижению себестоимости готовых изделий.

В последнее время в качестве альтернативы МКП рассматривается возможность изготовления многоканальных электронных умножителей на пористых структурах оксида алюминия, выращенных посредством электролитического анодирования. Фотоизображение сечения данной структуры, полученное с помощью электронного микроскопа, приведено на рис. 2.

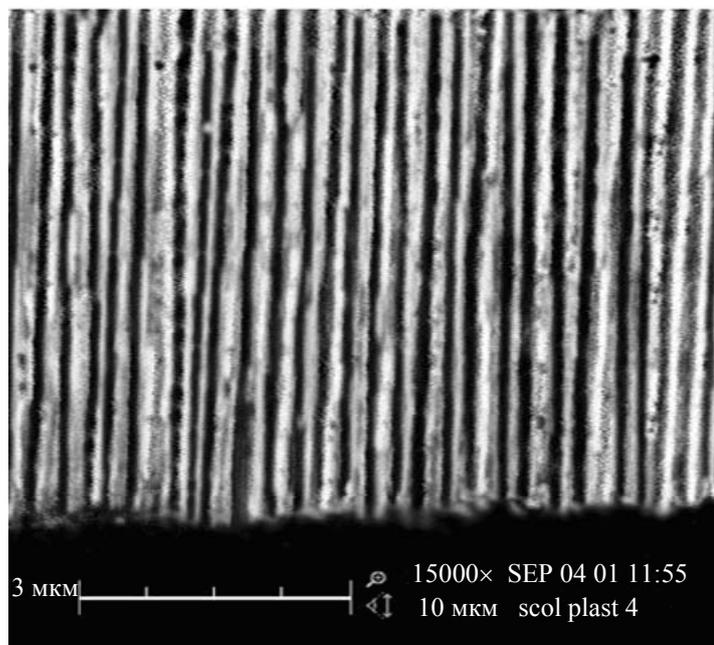


Рис. 2

Пористый анодный оксид алюминия имеет уникальную „собственную“ структуру, что обеспечивает возможность формирования пор с диаметром в диапазоне от нанометрового до субмикронного, высокую воспроизводимость геометрических параметров структуры на образцах большой площади, возможность управления геометрическими размерами пор и ячеек пористого оксида путем изменения состава электролита и режимов электрохимической обработки; кроме того, особенностью данной структуры является вертикальное расположение пор на почти одинаковом расстоянии друг от друга.

Исследования показали, что подбор электролита и режима анодирования позволяет получить структуру с диаметром пор до 1 мкм, следовательно, толщина структуры может достигать порядка 40—50 мкм, что позволит обеспечить соответствующее значения отношения l/d , где l — длина канала, d — его диаметр; в многоканальных умножителях $l/d \approx 40$ [1]. Такие многоканальные структуры отличаются, наряду со сравнительно низкой стоимостью, высокой эффективностью (вторично-эмиссионный выход Al_2O_3 в 2—2,5 раза выше, чем восстановленного свинцово-силикатного стекла, используемого в МКП, и достигает 5—7 единиц при характерной энергии подлета первичных электронов, составляющей несколько сотен электрон-вольт). Однако резистивные, электрические и геометрические характеристики данных структур, а соответственно и возможность их использования в качестве усилителей ламинарных и пространственно-распределенных электронных потоков требуют дополнительных исследований.

Для оценки эффективности многоканального умножителя, конфигурация и диаметр которого соответствуют пористой структуре Al_2O_3 , целесообразно провести компьютерное моделирование происходящего в нем ВЭ-процесса. Модель данного процесса состоит из двух

математических описаний: модели распределения электрического поля в канале и модели поведения первичных и вторичных электронов в нем.

Первая из названных математических моделей получена на основе уравнения Пуассона для электрического поля в вакууме:

$$\nabla^2 U = -\frac{\rho}{\varepsilon_0}, \quad (1)$$

где ∇^2 — дифференциальный оператор Лапласа, форма которого зависит от выбора координатной системы, $1/\text{м}^2$; U — потенциал поля, В; ρ — плотность объемного заряда, Кл/м³ (суммарный электрический заряд всех электронов в импульсе имеет отрицательный знак).

Поскольку предполагается, что многоканальные умножители не работают в режиме насыщения, то суммарные электрические заряды электронов в канале не должны влиять на распределение электрического поля в нем. Данное поле, с учетом заданных размеров каналов структуры на основе пористого оксида алюминия, характеризуется напряженностью порядка $1 \cdot 10^7$ В/м, поэтому правую часть уравнения (1) можно приравнять к нулю. Полученное в результате уравнение Лапласа $\nabla^2 U = 0$ решается с учетом граничных условий (диктуемых, в частности, режимами эксплуатации МКП в составе различных ЭОП), определяющих расчетные значения распределений электрических полей на входе и выходе каналов [3].

Далее необходимо произвести расчет траекторий первичных и вторичных электронов внутри канала. Движение электрона в электрическом поле описывается системой обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} = V_x; \quad \frac{dV_x}{dt} = -\frac{e}{m} E_x; \\ \frac{dy}{dt} = V_y; \quad \frac{dV_y}{dt} = -\frac{e}{m} E_y; \\ \frac{dz}{dt} = V_z; \quad \frac{dV_z}{dt} = -\frac{e}{m} E_z, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где dx, dy — приращения поперечных координат, м; dz — приращение продольной координаты, м; dt — приращение времени, с; V_x, V_y, V_z — проекции вектора скорости на оси x, y, z соответственно, м/с; E_x, E_y, E_z — рассчитанные напряженности поля в проекции к осям x, y, z , В/м; $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ кг — масса электрона.

При расчете процесса вторичной эмиссии необходимо учитывать следующие начальные условия: угловое распределение вылетающих вторичных электронов — косинусоидальное; энергия вылета U_0 электронов соответствует диапазону 1—15 эВ [4].

Коэффициент вторичной эмиссии при каждом взаимодействии электронов со стенкой канала определяется выражением

$$\sigma = \beta(U_1)^{0,5}, \quad (3)$$

где β — первый параметр вторично-эмиссионной эффективности; U_1 — электрический потенциал, определяющий энергию взаимодействия первичного электрона со стенкой канала, В.

Известно [4], что в относительно широкой области ускоряющих напряжений (от 0 до 100 В) выражение (3) является удобной аппроксимацией характеристики $\sigma(U_1)$.

Энергия вылета вторичных электронов определяется как

$$U_0 = \gamma U_1,$$

где γ — второй параметр вторично-эмиссионной эффективности [4].

Согласно экспертной оценке при использовании Al_2O_3 -эмиттера вероятно некоторое снижение требуемого напряжения работы канала, а возможно и отношения l/d , по сравнению с хорошо изученными конструкциями на основе SiO_2 . При сохранении традиционных значе-

ний данных параметров создаются предпосылки для интенсификации ВЭ-процессов. Очевидно, что это приведет к зарядовому и токовому насыщению усилительной способности канала [5], а следовательно, к аномальным условиям его работы.

Рассмотренные модели распределения электрического поля и поведения электронов были реализованы в виде программных продуктов. Далее был произведен компьютерный расчет коэффициента влияния величины l/d на усилительную способность M канала диаметром 1 мкм при различных ускоряющих напряжениях U , прилагаемых к каналу. При этом были приняты следующие условия:

- диапазон изменения отношения l/d составляет от 1 до 40;
- контактные электроды с запылением металла в глубь канала не рассматриваются;
- взаимодействие первичного электрона со стенкой канала происходит на расстоянии 1—3 мкм от входа;
- энергия данного взаимодействия соответствует реальному значению, характерному для применения плоских ЭОП 2-го поколения, и равна 500 эВ, что приводит к генерации вторичных электронов в соответствии с характерной для Al_2O_3 вторично-эмиссионной эффективностью и с учетом пуассоновского распределения;
- используемые при моделировании первый и второй параметры вторично-эмиссионной эффективности соответственно равны $\beta=0,27$ и $\gamma=0,05$;
- зарядовые явления в канале не учитываются.

Основная задача заключалась в получении зависимостей $M(l/d)$ при разных напряжениях U для ВЭ-каналов пористой структуры Al_2O_3 . Расчеты показали, что дальнейшее практическое и теоретическое изучение режимов усиления целесообразно проводить при $l/d=10\dots 40$ и $U=100\dots 400$ В. В соответствии с этим были построены зависимости $M(l/d)$, характеризующие распределение усилительной способности канала при различных значениях напряжения питания U (рис. 3).

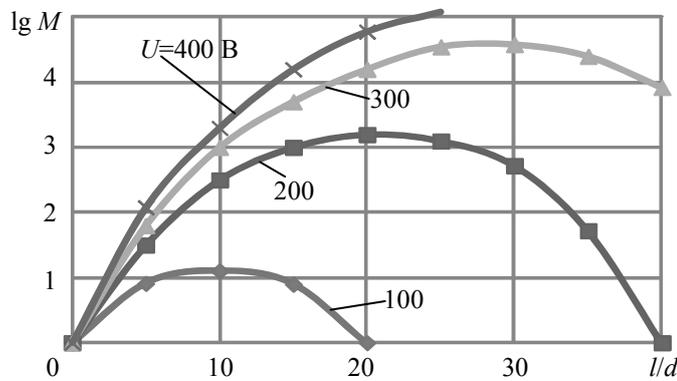


Рис. 3

Анализ полученных зависимостей, позволяет сделать следующие выводы.

1. Оксид алюминия пригоден для изготовления многоканальных электронных умножителей. Оптимальной конфигурацией канала следует признать вариант, когда $l/d \approx 30$ и $U \approx 300$ В. Согласно расчетам значение M в данном случае превышает 10 000, что соответствует усилительной способности каналов традиционных МКП из свинцово-силикатного стекла.

2. Распределение усилительной способности каналов в различных режимах работы имеет характерный для данной величины вид параболы. Распределения гладкие, относительно симметричные, среднеквадратические отклонения величин усиления для каждого из представленных на рис. 3 вариантов значительно меньше соответствующих средних значений M .

3. Наиболее важной проблемой, которая проявится при физических экспериментах с реальными структурами (образцами) после определения технологичного способа оптимизации их резистивных свойств, могут стать повышенные шумовые характеристики пористого оксида алюминия, как вторичного усилителя потоков электронов в пространстве, вследствие

малости диаметра каналов и невысокой прозрачности структуры; поэтому предпочтительными являются низковольтные режимы работы каналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кулов С. К., Козырев Е. Н., Макаров Е. Н., Алкацева Т. Д., Кесаев С. А. Микроканальные пластины в технике ночного видения. Теория, технология, применение. Владикавказ: Терек, 2002.
2. Пат. 2388109 РФ. Способ получения кремниевой микроканальной мембраны в монолитном обрамлении / Н. В. Вандышева, С. И. Романов. 2009.
3. Гончаров И. Н. Особенности граничных условий в САПР канальных электронных умножителей // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. 2012. Т. 8, № 2. С. 41—45.
4. Гончаров И. Н., Козырев Е. Н., Кцоев К. Ю. Моделирование поведения электронов в канальных умножителях с рельефными стенками // Устойчивое развитие горных территорий. 2012. № 14. С. 135—139.
5. Гончаров И. Н. Моделирование зарядовых явлений в САПР вторично-эмиссионных умножителей // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. 2009. Т. 5, № 5. С. 148—150.

Сведения об авторах

- Игорь Николаевич Гончаров** — д-р техн. наук, профессор; Северо-Кавказский горно-металлургический институт (государственный технологический университет), кафедра электронных приборов, Владикавказ; E-mail: goncharov-scgtu@mail.ru
- Евгений Николаевич Козырев** — д-р техн. наук, профессор; Северо-Кавказский горно-металлургический институт (государственный технологический университет), кафедра электронных приборов, Владикавказ; E-mail: kozyrev@skgtu.ru
- Роман Олегович Аскеров** — Северо-Кавказский горно-металлургический институт (государственный технологический университет), кафедра электронных приборов, Владикавказ; ассистент; E-mail: asker2005@rambler.ru

Рекомендована кафедрой
электронных приборов

Поступила в редакцию
09.12.13 г.

МЕТОДИЧЕСКИЕ РАЗРАБОТКИ

УДК 535.317.6

С. М. МАРЧУК

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СРЕДЫ MATHCAD ДЛЯ РАСЧЕТА ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ В ОБЛАСТИ АБЕРРАЦИЙ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

Рассматривается пример использования среды MathCAD для расчета оптических систем в области аббераций третьего порядка. Приведены результаты расчета объектива типа „триплет“ с исправленными монохроматическими абберациями третьего порядка, хроматизмом положения и увеличения. Представлен сравнительный анализ результатов, полученных в среде MathCAD, с результатами моделирования.

Ключевые слова: расчет оптических систем, MathCAD, абберации третьего порядка.

Теория аббераций третьего порядка во многих случаях позволяет разработать оптическую систему, в первом приближении удовлетворяющую заданным требованиям и пригодную для последующей оптимизации ее параметров с использованием программы автоматизированной коррекции (оптимизации) оптических систем.

Однако расчет оптической системы произвольной конфигурации (с учетом числа ее компонентов, их взаимного расположения, положения предмета и входного зрачка) по формулам теории аббераций третьего порядка довольно трудоемок и в настоящее время не автоматизирован.

В настоящей статье в качестве инструмента, облегчающего проведение расчетов, предлагается использовать систему компьютерной математики MathCAD, позволяющую в необходимой степени автоматизировать процесс вычислений и при этом сохранить наглядность, свойственную аналитическим методам.

Рассмотрим применение среды MathCAD на примере расчета объектива типа „триплет“, используя методику расчета, приведенную в работе [1]. Выбор методики обусловлен тем обстоятельством, что последовательность вычислений, изложенная в этой работе, представляет собой наглядный пошаговый алгоритм, который без изменений может быть реализован средствами MathCAD.

Алгоритм расчета объектива выполняется в два этапа (рис. 1): на первом этапе вычисляются оптические силы линз (в предположении, что линзы объектива бесконечно тонкие) и расстояния между линзами исходя из условий коррекции кривизны изображения, хроматизма положения и увеличения при заданном фокусном расстоянии объектива; на втором этапе определяется кривизна поверхностей линз объектива исходя из условий коррекции сферической абберации, астигматизма и комы объектива. Дисторсия корригируется изменением величины отношения оптических сил третьей и первой линз.

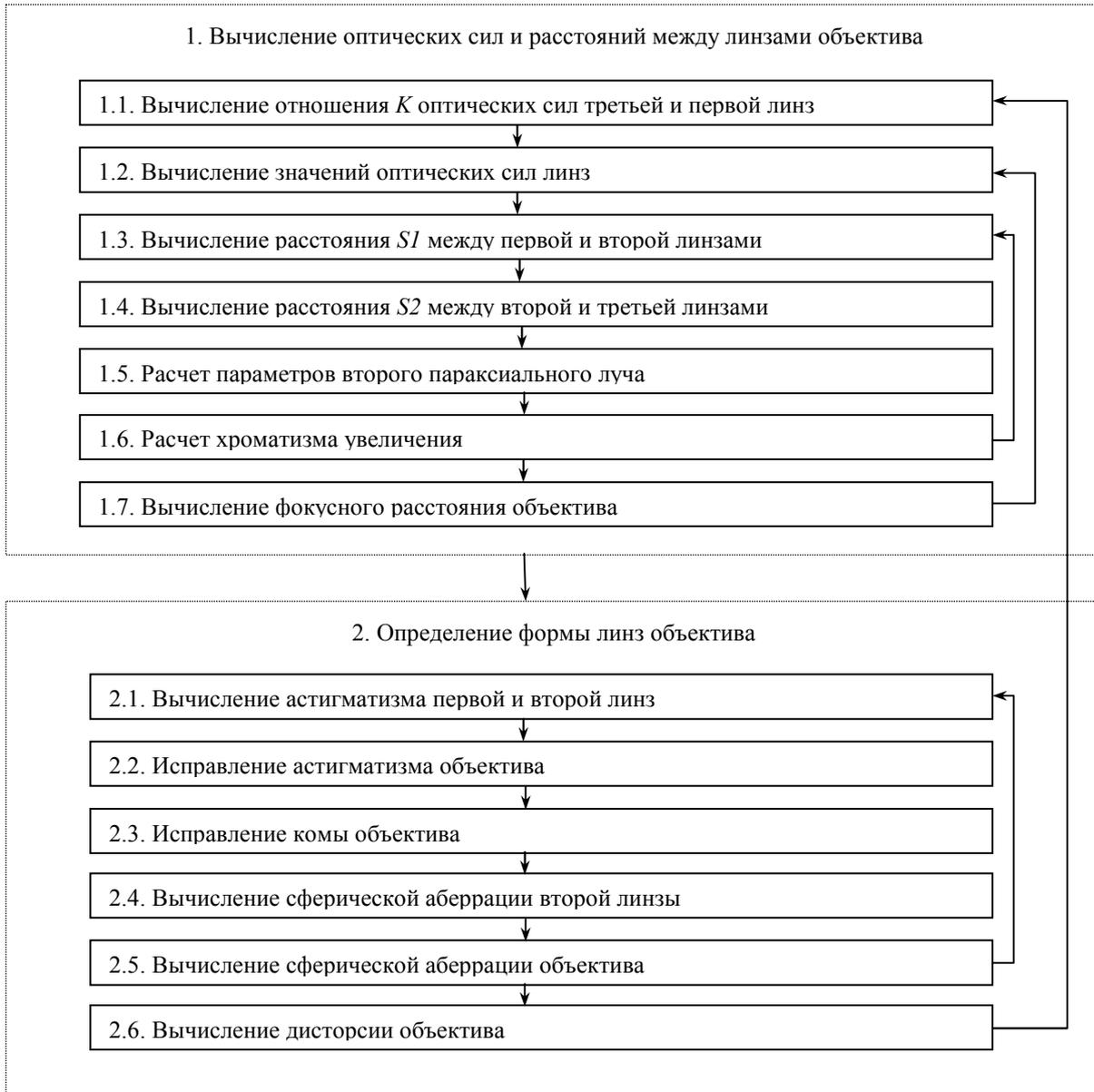


Рис. 1

Схема объектива приведена на рис. 2, где φ_1 , φ_2 , φ_3 — оптические силы первой, второй и третьей линз; $S1$, $S2$ — расстояния между линзами; c_1 , c_3 , c_5 — кривизна поверхностей линз (используется в качестве коррекционных параметров для устранения сферической aberrации, комы и астигматизма соответственно).

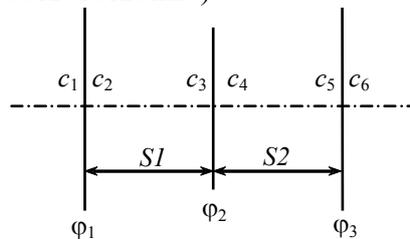


Рис. 2

Пусть требуется рассчитать объектив со следующими характеристиками: фокусное расстояние $f' = 100$ мм, относительное отверстие $D / f' = 1:3,5$, угловое поле $2\omega = 30^\circ$:

$$f' := 100 \quad \Phi := 1/f' \quad \Phi = 0.01 \quad \omega := \frac{15 \times \pi}{180} \quad \omega = 0.261799 \text{ рад},$$

где Φ — оптическая сила объектива.

1.1. Отношение K оптических сил третьей и первой линз объектива принимается равным 1,34 (в первом приближении значение K задается произвольно, затем изменяется для обеспечения требуемого значения дисторсии):

$$K := 1.34.$$

1.2. Оптическая сила φ_1 первой линзы принимается равной 0,016475 (в первом приближении значение φ_1 задается произвольно, затем изменяется для обеспечения требуемого значения оптической силы объектива):

$$\varphi_1 := 0.016475 \quad \varphi_3 := K \times \varphi_1 \quad \varphi_3 = 0.022077.$$

В качестве материала положительных линз выбрано стекло марки N-LAK7, отрицательной линзы — стекло N-SF2 из каталога SCHOTT [2]. Показатели преломления n_d и коэффициенты дисперсии v_d :

$$n := \begin{pmatrix} 1.6516 \\ 1.64769 \\ 1.6516 \end{pmatrix} \quad v := \begin{pmatrix} 58.52 \\ 33.82 \\ 58.52 \end{pmatrix}.$$

Вычисляется величина изображения: $h := f' \times \omega \quad h = 26.179939$.

Радиус кривизны Петцваля принимается равным

$$\rho := -4 \times f' \quad \rho = -400.$$

Для аберраций и параметров используются обозначения, принятые в работе [1]. Вычисляется сумма Петцваля:

$$\Sigma PC := -\frac{h^2}{2 \times \rho} \quad \Sigma PC = 0.856736.$$

Сумма Петцваля выражается через оптические силы линз и решается уравнение относительно φ_2 :

$$\varphi\varphi 2 := \frac{h^2}{2} \times \sum_{i=1}^3 \frac{\varphi_i}{n_i} = \Sigma PC \quad \left| \begin{array}{l} \text{explicit, } \Sigma PC \\ \text{solve, } \varphi_2 \rightarrow \left(\frac{-\varphi_1}{n_1} - \frac{\varphi_3}{n_3} - \frac{1}{\rho} \right) \times n_2 \\ \text{expand, } \rho \\ \text{collect, } n_2 \end{array} \right.$$

$$\varphi\varphi 2 = -0.034341 \quad \varphi_2 := \varphi\varphi 2 \quad \varphi = \begin{pmatrix} 0.016475 \\ -0.034341 \\ 0.022077 \end{pmatrix}.$$

1.3. Задается расстояние между первой и второй линзами:

$$S1 := 15.4.$$

Расстояние $S1$ используется в качестве коррекционного параметра для устранения хроматизма увеличения; в первом приближении значение $S1$ задается произвольно, затем изменяется для обеспечения требуемого значения хроматизма увеличения.

1.4. Вычисляется расстояние $S2$ между второй и третьей линзами исходя из условия равенства нулю хроматизма положения. Для этого рассчитываются параметры первого параксиального луча:

$$\begin{array}{lll}
 \frac{f'}{y_a} := \frac{3.5}{2} & u'k := -\Phi \times y_a & u'k = -0.142857 \\
 u_1 := 0 & y_1 := y_a & y_1 = 14.285714 \\
 u_2 := u_1 - y_1 \times \varphi_1 & & u_2 = -0.235357 \\
 y_2 := y_1 + u_2 \times S1 & & y_2 = 10.661214 \\
 u_3 := u_2 - y_2 \times \varphi_2 & & u_3 = 0.13076,
 \end{array}$$

где y_a — 0,5 диаметра входного зрачка объектива; u, y — угол луча с оптической осью и высота луча соответственно; $u'k$ — угол луча с оптической осью в пространстве изображений.

Уравнение, определяющее условие равенства нулю хроматизма положения, решается относительно y_3 :

$$yY3 := \frac{1}{u'k} \times \sum_{i=1}^3 \frac{(y_i)^2 \times \varphi_i}{v_i} = 0 \quad \left| \begin{array}{l} \text{explicit, } u'k \\ \text{solve, } y_3 \end{array} \right. \rightarrow yY3 = \begin{pmatrix} 12.394905 \\ -12.394905 \end{pmatrix};$$

высота y_3 имеет тот же знак, что и y_1 , поэтому

$$y_3 := yY3_1 \quad y_3 = 12.394905.$$

Зная y_3 , нетрудно вычислить $S2$:

$$S2 := y_3 = y_2 + u_3 \times S2 \quad \left| \begin{array}{l} \text{solve, } S2 \\ \text{explicit} \\ \text{collect, } u_3 \end{array} \right. \rightarrow \frac{y_3 - y_2}{u_3} \quad S2 = 13.258599.$$

1.5. Для вычисления хроматизма увеличения рассчитывается ход второго параксиального луча:

$$\begin{array}{lll}
 u_{p1} := \omega & u_{p1} = 0.261799 & y_{p1} := -5.402, \\
 u_{p2} := u_{p1} - y_{p1} \times \varphi_1 & & u_{p2} = 0.350797 \\
 y_{p2} := y_{p1} + u_{p2} \times S1 & & y_{p2} = 0.000279 \\
 u_{p3} := u_{p2} - y_{p2} \times \varphi_2 & & u_{p3} = 0.350807 \\
 y_{p3} := y_{p2} + u_{p3} \times S2 & & y_{p3} = 4.651487 \\
 u_{p4} := u_{p3} - y_{p3} \times \varphi_3 & & u_{p4} = 0.248118,
 \end{array}$$

где u_p, y_p — угол луча с оптической осью и высота луча соответственно; величина y_{p1} подбирается таким образом, чтобы высота y_{p2} луча на второй линзе была равна нулю (в предположении, что диафрагма совмещена со второй линзой).

1.6. Вычисляется хроматизм увеличения:

$$\frac{1}{u'k} \times \sum_{i=1}^3 \frac{y_i \times y_{p_i} \times \varphi_i}{v_i} = -0.000148;$$

если полученное значение отлично от требуемого, возврат к п. 1.3 и повтор вычислений с изменением значения $S1$.

1.7. Вычисляется фокусное расстояние f' объектива:

$$\begin{array}{llll}
 u_4 := u_3 - y_3 \times \varphi_3 & & u_4 = -0.142876 & \\
 \Phi := \frac{u_4}{-y_1} & \Phi = 0.010001 & f' := \frac{1}{\Phi} & f' = 99.986514;
 \end{array}$$

если полученное значение f' отлично от требуемого, возврат к п. 1.2 и повтор вычислений с изменением значения φ_1 ; для сокращения числа итераций осуществляется построение графика зависимости $\Phi(\varphi_1)$ (рис. 3), откуда нетрудно найти требуемое значение $\varphi_1 = 0.016475$.

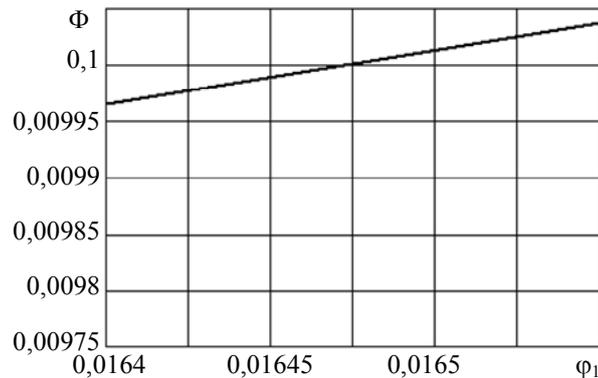


Рис. 3

Кривизна поверхностей линз определяется исходя из условий устранения сферической аберрации, комы и астигматизма. Согласно работе [1] в выражения для поперечных аберраций входят величины, зависящие от параметров 1-го и 2-го парааксиальных лучей и показателей преломления материалов линз:

$$\begin{aligned}
 i &:= 1 \dots 3 & Q_i &:= \frac{y p_i}{y_i} & v_i &:= \frac{u_i}{y_i} & C_i &:= \frac{\varphi_i}{n_i - 1} \\
 G1_i &:= \frac{(n_i)^2 \times (n_i - 1)}{2} & G2_i &:= \frac{(2 \times n_i + 1) \times (n_i - 1)}{2} & G3_i &:= \frac{(3 \times n_i + 1) \times (n_i - 1)}{2} \\
 G4_i &:= \frac{(n_i + 2) \times (n_i - 1)}{2 \times n_i} & G5_i &:= \frac{2 \times (n_i + 1) \times (n_i - 1)}{n_i} & G6_i &:= \frac{(3 \times n_i + 2) \times (n_i - 1)}{2 \times n_i} \\
 G7_i &:= \frac{(2 \times n_i + 1) \times (n_i - 1)}{2 \times n_i} & G8_i &:= \frac{n_i \times (n_i - 1)}{2}
 \end{aligned}$$

2.1. Задается кривизна c_1 :

$$c_1 := 0.024958;$$

в первом приближении значение c_1 задается произвольно, затем изменяется таким образом, чтобы сферическая аберрация объектива не превышала допустимого значения; вычисляется кривизна c_2 :

$$c_2 := c_1 - C_1 \quad c_2 = -0.000326.$$

Поперечный астигматизм (астигматизм в поперечной мере) первой линзы определяется выражением

$$TACs s_1 := TAC_1 + 2 \times Q_1 \times CC_1 + (Q_1)^2 \times TSC_1,$$

где

$$TSC_1 := \frac{(y_1)^4}{u_4} \times [G1_1 \times (C_1)^3 - G2_1 \times (C_1)^2 \times c_1 - G3_1 \times (C_1)^2 \times v_1 +$$

$$+ G4_1 \times C_1 \times (c_1)^2 + G5_1 \times C_1 \times c_1 \times v_1 + G6_1 \times C_1 \times (v_1)^2]$$

$$TSC_1 = -0.973805$$

$$CC_1 := -y p_4 \times (y_1)^2 \times [0.25 \times G5_1 \times C_1 \times c_1 + G7_1 \times C_1 \times v_1 - G8_1 \times (C_1)^2] \quad CC_1 = 0.074348$$

$$TAC_1 := \frac{(yP_4)^2 \times \varphi_1 \times u_4}{2} \quad TAC_1 = -0.806447 ,$$

тогда

$$TAC_{SS_1} = -1.00192 .$$

При $yP_2 \approx 0$ величина поперечного астигматизма второй линзы пропорциональна ее оптической силе φ_2 :

$$TAC_2 := \frac{(yP_4)^2 \times \varphi_2 \times u_4}{2} \quad TAC_2 = 1.680984 .$$

2.2. Осуществляется исправление астигматизма в плоскости изображения:

$$\Sigma TAC := 0 .$$

Поперечный астигматизм TAC_{SS_3} третьей линзы определяется выражением, аналогичным выражению для TAC_{SS_1} :

$$TAC_{SS_3} := TAC_3 + 2 \times Q_3 \times CC_3 + (Q_3)^2 \times TSC_3 ,$$

где

$$TAC_3 := \frac{(yP_4)^2 \times \varphi_3 \times u_4}{2} .$$

Астигматизм ΣTAC в плоскости изображения равен сумме величин TAC_{SS_1} , TAC_2 и TAC_{SS_3} . Уравнение для ΣTAC решается относительно c_5 :

$$cc5 := \Sigma TAC = TAC_{SS_1} + TAC_2 + TAC_3 + 2 \times Q_3 \times CC_3 + (Q_3)^2 \times TSC_3 \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{substitute, } CC_3 \\ \text{substitute, } TSC_3 \\ \text{explicit} \\ \text{solve, } c_5 \end{array} \right.$$

$$CC_3 = -yP_4 \times (y_3)^2 \times \left[0.25 \times G5_3 \times C_3 \times c_5 + G7_3 \times C_3 \times v_3 - G8_3 \times (C_3)^2 \right]$$

$$TSC_3 = \frac{(y_3)^4}{u_4} \times \left[G1_3 \times (C_3)^3 - G2_3 \times (C_3)^2 \times c_5 - G3_3 \times (C_3)^2 \times v_3 + G4_3 \times C_3 \times (c_5)^2 + \right. \\ \left. + G5_3 \times C_3 \times c_5 \times v_3 + G6_3 \times C_3 \times (v_3)^2 \right] \rightarrow \\ cc5 = \begin{pmatrix} 0.004684 \\ -0.063592 \end{pmatrix} ;$$

из двух решений выбирается наименьшее по абсолютному значению

$$c_5 := cc5_1 \quad c_5 = 0.004684$$

и вычисляется кривизна c_6 :

$$c_6 := c_5 - C_3 \quad c_6 = -0.029197 .$$

2.3. Вычисляется величина комы, вносимой первой линзой:

$$CC_{SS1} := CC_1 + Q_1 \times TSC_1 \quad CC_{SS1} = 0.442583 ;$$

кома третьей линзы определяется по формуле

$$CC_{SS3} := CC_3 + Q_3 \times TSC_3 ,$$

где

$$CC_3 := -yP_4 \times (y_3)^2 \times \left[0.25 \times G5_3 \times C_3 \times c_5 + G7_3 \times C_3 \times v_3 - G8_3 \times (C_3)^2 \right] \quad CC_3 = 0.930033$$

$$TSC_3 := \frac{(Y_3)^4}{u_4} \times [G1_3 \times (C_3)^3 - G2_3 \times (C_3)^2 \times c_5 - G3_3 \times (C_3)^2 \times v_3 + G4_3 \times C_3 \times (c_5)^2 + \\ + G5_3 \times C_3 \times c_5 \times v_3 + G6_3 \times C_3 \times (v_3)^2] \quad TSC_3 = -2.105082 ; \\ CCss3 := CC_3 + Q_3 \times TSC_3 \quad CCss3 = 0.14005.$$

Сагиттальная кома объектива определяется выражением

$$\Sigma CC := CCss1 + CC_2 + CCss3,$$

где CC_2 — кома второй линзы; это выражение приравнивается к нулю и полученное уравнение решается относительно c_3 :

$$cc3 := 0 = CCss1 + CC_2 + CCss3 \left\{ \begin{array}{l} \text{substitute, } CC_2 \\ \text{explicit} \quad \rightarrow \\ \text{solve, } c_3 \end{array} \right. \\ CC_2 = -h \times (Y_2)^2 \times [0.25 \times G5_2 \times C_2 \times c_3 + G7_2 \times C_2 \times v_2 - G8_2 \times (C_2)^2] \\ c_3 := cc3 \quad c_3 = -0.025649;$$

вычисляется кривизна четвертой поверхности:

$$c_4 := c_3 - C_2 \quad c_4 = 0.027372.$$

2.4. С учетом кривизны c_3 третьей поверхности вычисляется величина сферической aberrации второй линзы:

$$TSC_2 := \frac{(Y_2)^4}{u_4} \times [G1_2 \times (C_2)^3 - G2_2 \times (C_2)^2 \times c_3 - G3_2 \times (C_2)^2 \times v_2 + G4_2 \times C_2 \times (c_3)^2 + \\ + G5_2 \times C_2 \times c_3 \times v_2 + G6_2 \times C_2 \times (v_2)^2] \quad TSC_2 = 3.080114.$$

2.5. Сферическая aberrация ΣTSC объектива равна сумме величин TSC_1 , TSC_2 и TSC_3 :

$$\Sigma TSC := TSC_1 + TSC_2 + TSC_3 \quad \Sigma TSC = 0.001227;$$

если величина ΣTSC превышает допустимое значение, возврат к п. 2.1 и повтор вычислений с изменением значения c_1 ; для сокращения числа итераций осуществляется построение графика зависимости $\Sigma TSC(c_1)$ (рис. 4), откуда нетрудно найти требуемое значение $c_1 = 0.024958$.

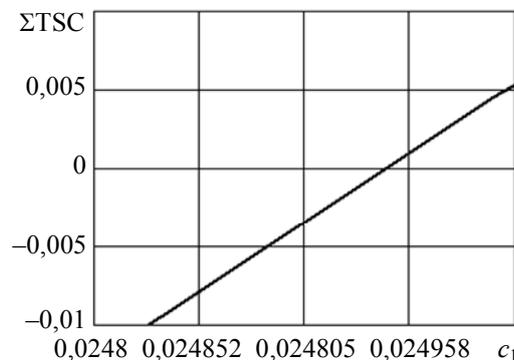


Рис. 4

2.6. Оценивается величина дисторсии. Величина дисторсии, вносимой первой линзой:

$$DCss_1 := DC_1 + Q_1 \times (TPC_1 + 3 \times TAC_1) + 3 \times (Q_1)^2 \times CC_1 + (Q_1)^3 \times TSC_1,$$

где

$$DC_1 := 0 \quad TPC_1 := \frac{TAC_1}{n_1} \quad TPC_1 = -0.488283,$$

тогда $DC_{SS_1} = 1.184036$.

Вторая линза дисторсии не вносит: $DC_2 := 0$. Дисторсия DC_{SS_3} третьей линзы вычисляется по формуле, аналогичной DC_{SS_1} :

$$DC_3 := 0 \quad TPC_3 := \frac{TAC_3}{n_3}$$

$$DC_{SS_3} := DC_3 + Q_3 \times (TPC_3 + 3 \times TAC_3) + 3 \times (Q_3)^2 \times CC_3 + (Q_3)^3 \times TSC_3$$

$$DC_{SS_3} = -1.180472.$$

Дисторсия объектива равна сумме величин DC_{SS_1} , DC_2 и DC_{SS_3} :

$$\Sigma DC := DC_{SS_1} + DC_2 + DC_{SS_3} \quad \Sigma DC = 0.003564;$$

если величина ΣDC недопустимо велика, возврат к п. 1.1 и повтор вычислений с изменением значения K ; из построенного графика зависимости $\Sigma DC(K)$ (рис. 5) следует, что близкое к нулю значение дисторсии достигается при $K = 1,34$.

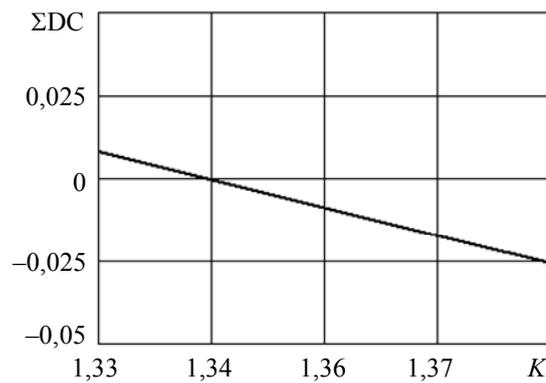


Рис. 5

Параметры рассчитанного объектива представлены в табл. 1, где r — радиусы кривизны поверхностей, d — расстояния между вершинами поверхностей линз объектива.

Таблица 1

r	d	n_d
40,0673	0	1,6516
-3068,2704	15,4	—
-38,9886	0	1,64769
36,5334	13,2586	—
213,5019	0	1,6516
-34,2505	—	—

В целях проверки правильности значений параметров были вычислены aberrации объектива с использованием программы автоматизированного проектирования оптических систем (АПОС) и произведен их сравнительный анализ их с величинами, полученными в среде MathCAD (табл. 2). Для удобства сравнения поперечные aberrации приведены к коэффициентам S_I — S_V Зейделя:

$$S_I = -2u_4 \Sigma TSC; \quad S_{II} = -2u_4 \Sigma CC; \quad S_{III} = -2u_4 \Sigma TAC;$$

$$S_{IV} = -2u_4 \Sigma TPC, \quad \Sigma TPC = u_4 \Sigma PC; \quad S_V = -2u_4 \Sigma DC.$$

Таблица 2

Программа	S_I	S_{II}	S_{III}	S_{IV}	S_V	Хроматизм положения	Хроматизм увеличения
АПОС	0,000351	0,000046	-0,000009	-0,036631	0,001142	0,000539	-0,000152
MathCAD	0,000351	0	0	-0,034978	0,001018	0	-0,000148

Отметим в заключение, что последовательность расчета, представленная на рис. 1, реализована в одном MathCAD-документе — все выражения „записаны“ на одном „рабочем листе“, что позволяет легко проследить взаимосвязь параметров рассчитываемого объектива и, как следствие, сократить время вычислений на этапе выбора принципиальной оптической схемы [3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Smith W. J.* Modern Optical Engineering. N. Y.: McGraw-Hill, 2000.
2. Оптическое стекло. Описание свойств. SCHOTT, 2011.
3. Вычислительная оптика: Справочник / *М. М. Русинов, А. П. Грамматин, П. Д. Иванов* и др.; Под общ. ред. *М. М. Русинова*. Л.: Машиностроение, 1984.

Сведения об авторе**Сергей Михайлович Марчук**

— канд. техн. наук, доцент; Томский политехнический университет, кафедра информатики и проектирования систем;
E-mail: sergm@ad.ctpu.edu.ru, sergey.marchuk@yahoo.com

Рекомендована кафедрой
информатики и проектирования
систем

Поступила в редакцию
05.03.14 г.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 622.7, 681.7

А. А. АЛЁХИН, В. С. ПЕРЕТЯГИН

ДВУХКАНАЛЬНАЯ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА ЦВЕТОВОГО АНАЛИЗА МИНЕРАЛОВ

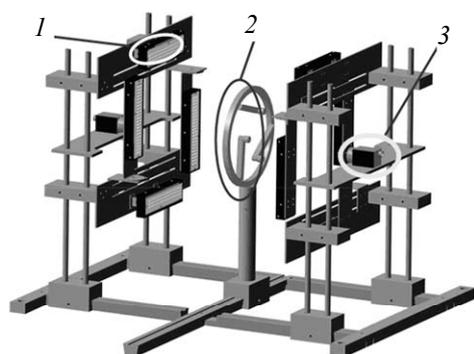
Рассмотрены принципы построения оптико-электронной системы, предназначенной для исследования технологических свойств руд твердых полезных ископаемых оптическим методом.

Ключевые слова: *оптический метод обогащения, оптико-электронная система анализа, технологические свойства, твердые полезные ископаемые.*

Существующие оптические сепараторы минерального сырья, как правило, строятся по двухканальному принципу. Подобный подход позволяет осуществлять двусторонний анализ потока материала и, как следствие, уменьшить вероятность ошибки классификации такого сложного объекта, каким является кусок руды, что связано с неопределенностью его положения относительно системы регистрации сепаратора.

Соответственно оптико-электронные комплексы, применяемые в технологической минералогии для исследования возможностей обогащения руд твердых полезных ископаемых и определения порогов разделения, должны имитировать условия анализа минеральных объектов в реальных оптических сепараторах. Наряду с этим, такие комплексы должны обладать адаптивностью как схем построения, так и используемых алгоритмов анализа, поскольку по своей сути являются аналитическими инструментами.

Разработанная на кафедре оптико-электронных приборов и систем Университета ИТМО (Санкт-Петербург) схема построения подобного комплекса включает ряд особенностей, позволяющих оптимизировать процесс анализа минеральных объектов на стадии их технологической оценки.



Модель оптико-электронного комплекса для исследования минеральных объектов приведена на рисунке, где 1 — осветительная часть (состоит из 8 источников белого света), 2 — устройство фиксации минерального образца, 3 — видеокамера канала регистрации.

Модульный принцип построения комплекса обеспечивает настройку условий анализа „под объект“, с учетом его размера, особенностей структуры и поверхности.

Оптимальные условия анализа реализуются за счет следующих действий:

- регулировки расстояний от узлов регистрации до устройства фиксации минерального образца;
- настройки фокусных расстояний объективов каналов регистрации;

— регулировки положения светодиодных линеек относительно видеокамер, а также яркости их свечения;

— внутренних настроек камер, включая автоматическую настройку цветопередачи по специально разработанному алгоритму [см. лит.];

— возможности изменения цвета фона путем замены „фоновой“ пластины.

Подобная конструкция позволяет осуществлять анализ минеральных объектов крупностью от 5 до 150 мм, при этом существует возможность анализа прозрачных и полупрозрачных объектов. В этом случае включается подсветка одного канала регистрации, а съемка осуществляется видеокамерой второго.

Для легкой смены образца в устройстве его фиксации дополнительно предусмотрен выдвижной механизм.

ЛИТЕРАТУРА

Горбунова Е. В., Шитов Д. Д. Настройка цветопередачи оптико-электронных систем технического зрения по методу „опорных цветов“ // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 5. С. 153—154.

Сведения об авторах

- Артём Андреевич Алёхин** — Университет ИТМО, кафедра оптико-электронных приборов и систем, Санкт-Петербург; ассистент; E-mail: alekhin.a.a@mail.ru
- Владимир Сергеевич Перетягин** — аспирант; Университет ИТМО, кафедра оптико-электронных приборов и систем, Санкт-Петербург; E-mail: peretyagin@mail.ru

Рекомендована кафедрой
оптико-электронных приборов и систем

Поступила в редакцию
19.02.14 г.

УДК 535.016, 622.7

Н. А. ПАВЛЕНКО, Д. Б. ПЕТУХОВА

ВОЗМОЖНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО МЕТОДА ОБОГАЩЕНИЯ МИНЕРАЛЬНОГО СЫРЬЯ

Приведены результаты анализа фурье-спектров изображений минеральных образцов кварца и плагиоклаза. Установлено, что данные фурье-спектры могут использоваться в качестве селективных признаков разделения указанных минералов оптическим методом.

Ключевые слова: *оптический метод обогащения, селективный признак разделения, фурье-спектр изображения, прозрачность.*

Оптический метод обогащения руд твердых полезных ископаемых, в его нынешней реализации, основан на определении цветовых различий между минеральными компонентами и последующем выделении полезной фракции из исходной руды посредством системы пневмоклапанов.

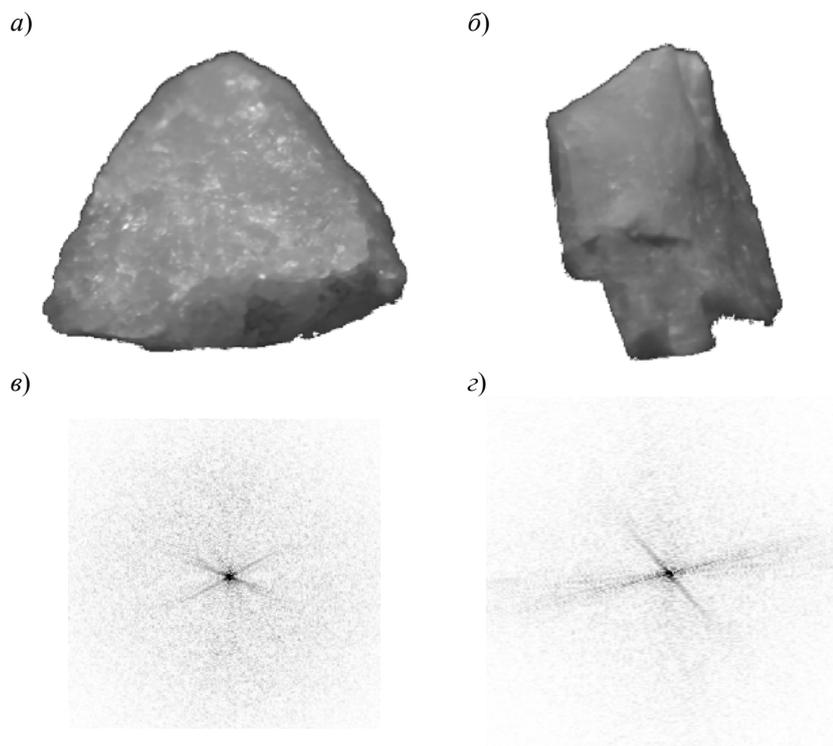
В то же время принцип действия оптических сепараторов базируется на использовании технологий технического зрения, возможности которых намного шире, чем получение и анализ только цветовой информации об объектах наблюдения.

Коллективом кафедры оптико-электронных приборов и систем Университета ИТМО (Санкт-Петербург) в рамках работ по созданию оптико-электронной системы экспресс-анализа руд твердых полезных ископаемых [1] и прототипа оптического сепаратора [2]

проведены исследования рудной пробы полевошпатового сырья, включающей, в том числе, образцы кварца и плагиоклаза, неотличимые по цвету.

По результатам поиска селективных признаков разделения было установлено, что указанные минералы характеризуются различной поверхностной структурой: так, образцы кварца отличаются крупнозернистой трещиноватой структурой, поверхность образцов плагиоклаза слоистая и разбита параллельными трещинами двух направлений.

На рисунке приведены исходные изображения и двумерные фурье-спектры изображений кварца (а, в) и плагиоклаза (б, г).



Анализ показал, что фурье-спектр изображения образца кварца почти одинаков во всех направлениях, а трещины плагиоклаза определяют появление в фурье-спектре изображения его образца ярко выраженных лучей двух или трех направлений (в зависимости от ориентации образца относительно системы регистрации).

Таким образом, фурье-спектры изображений минералов могут служить дополнительными селективными признаками разделения при осуществлении одновременного анализа минералов по цвету, что в целом будет способствовать повышению эффективности обогащения оптическим методом.

Кроме того, следует отметить, что минеральные образцы кварца и плагиоклаза средней и большой крупности (от 20 мм и более) отличаются степенью прозрачности к видимому излучению. Признак „прозрачность“ также может использоваться в качестве параметра разделения, однако данное предположение требует проведения более детальных экспериментальных исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Alekhin A. A., Chertov A. N., Gorbunova E. V., Petukhova D. B. Optical-electronic system for express analysis of mineral raw materials dressability by color sorting method // Proc. SPIE. 2013. Vol. 8791.
2. Горбунова Е. В., Павленко Н. А., Чертов А. Н. Модель оптического сепаратора руд твердых полезных ископаемых // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 7. С. 75—76.

Сведения об авторах

- Никита Андреевич Павленко** — Университет ИТМО, кафедра оптико-электронных приборов и систем, Санкт-Петербург; ассистент; E-mail: nikfiz@mail.ru
- Дарья Борисовна Петухова** — Университет ИТМО, кафедра оптико-электронных приборов и систем, Санкт-Петербург; ассистент; E-mail: PetuxovaDarja@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
оптико-электронных приборов и систем

Поступила в редакцию
19.02.14 г.

SUMMARY

P. 5—12.

VOLUMETRIC INFORMATION NETWORK AND ITS PROPERTIES

Information network in the shape of a cube with information processing units in its corners connected by constant probabilistic links is considered. Information work performed by the network is estimated via the probability distribution density function. Advantages of the volumetric network over flat-topology network are analyzed. A probabilistic model for external effects on the network units is proposed, an example of model-based estimate of work quantity is presented for the case when the first unit of the network is under influence.

Keywords: volumetric network, topology, function of distribution, information work, matrix, Laplace transform, nanotechnologies.

Data on authors

Ivan Yu. Paramonov — Cand. Techn. Sci.; Mozhaysky Military Space Academy, St. Petersburg;
E-mail: ivan_paramonov@mail.ru

Vladimir A. Smagin — Dr. Techn. Sci., Professor; Mozhaysky Military Space Academy, Department of Metrological Maintenance, St. Petersburg; E-mail: va_smagin@mail.ru

P. 12—17.

MULTIPLE BINOMIAL STRUCTURES IN THE PROBLEM OF APPROXIMATION OF DYNAMIC CIRCUIT WITH A PURE DELAY UNIT

The problem of approximation of dynamic circuit with a pure delay unit is considered. The proposed solution is based on application of multiple binomial structures in the problem of dynamic circuit approximation. The problem is analyzed in a class of approximation procedures in a function space.

Keywords: dynamic circuit with a pure delay unit, approximation, multiple binomial structures, function space.

Data on authors

Natalia A. Dudarenko — Cand. Techn. Sci.; ITMO University, Department of Management Systems and Informatics, St. Petersburg; E-mail: dudarenko@yandex.ru

Nina A. Polinova — Student; ITMO University, Department of Management Systems and Informatics, St. Petersburg; E-mail: polinova_nina@mail.ru

Maya V. Serzhantova — Cand. Techn. Sci.; ITMO University, Department of Management Systems and Informatics, St. Petersburg; E-mail: 12noch@mail.ru

Anatoly V. Ushakov — Dr. Techn. Sci., Professor; ITMO University, Department of Management Systems and Informatics, St. Petersburg; E-mail: ushakov-avg@yandex.ru

P. 18—22.

PROBLEM OF ACTION PLANNING FOR UNMANNED AERIAL VEHICLE

Widespread Unmanned Aerial Vehicles (UAV) group controlling strategies are considered. The problem of planning actions for UAV as a part of group task with given restrictions is formulated. The optimality criterion for decision estimation is suggested.

Keywords: UAV, controlling a mobile objects group, trajectory control.

Data on author

Lyubov M. Neugodnikova — Post-Graduate Student; Ufa State Aviation Technical University, Department of Information and Measuring Equipment; E-mail: Grifon_love@mail.ru

P. 23—25.

MODIFICATION OF BALLISTIC STRUCTURE OF ORBITAL CONSTELLATION OF SPACECRAFT ON THE BASE OF THE OPTIMAL CONTROL PRINCIPLE

The problem of synthesis of a ballistic structure of orbital constellation of spacecraft is considered as a problem of optimal control over a dynamic system. The problem is formalized and reduced to the traditional formulation of the problem of optimal control over a dynamical system with a free right end, the methods for solving the later problem being known.

Keywords: ballistic structure synthesis, optimal control over dynamic system, efficiency rate.

Data on authors

Nikolay F. Averkiev — Dr. Techn. Sci., Professor; Mozhaysky Military Space Academy, Department of Navigation and Ballistic Support in Aerospace Means Application and Aircraft Flight Theory, St. Petersburg; E-mail: averkievnf@yandex.ru

Vyacheslav V. Salov — Cand. Techn. Sci.; Mozhaysky Military Space Academy, Department of Navigation and Ballistic Support in Aerospace Means Application and Aircraft Flight Theory, St. Petersburg

Aleksander T. Zhatkin — Cand. Techn. Sci.; Mozhaysky Military Space Academy, Department of Navigation and Ballistic Support in Aerospace Means Application and Aircraft Flight Theory, St. Petersburg

Vyacheslav V. Kiselev — Graduate Student; Mozhaysky Military Space Academy, Department of Navigation and Ballistic Support in Aerospace Means Application and Aircraft Flight Theory, St. Petersburg; E-mail: kiselev24.07.86@mail.ru

P. 26—31.

OPTIMIZATION OF PARAMETERS OF THE ADAPTIVE LOOP IN AUTOMATIC CONTROL SYSTEM FOLLOWER ON THE BASE OF FREQUENCY CHARACTERISTIC ANALYSIS

The technique of joint optimization of parameters of the adaptive contour of automatic control system is examined in the case when certain requirements are imposed on the regulation quality. Taking an adaptive loop with a typical transfer function as an example, the frequency characteristics of the closed loop are analyzed. With the use of graphical-analytical method, a relation is derived which makes it possible to choose the optimum gain value under typical requirements on the stability factor.

Keywords: servo system of automatic control, adaptive loop, frequency characteristic, processing speed, stability factor.

Data on authors

Georgy N. Maltsev — Dr. Techn. Sci., Professor; Mozhaysky Military Space Academy, Department of Space Radio Engineering Systems, St. Petersburg; E-mail: georgy_maltsev@mail.ru

Gleb I. Afonin — Mozhaysky Military Space Academy, Department of Prospects of Development of ACS and Communication, St. Petersburg; Senior Scientist, Head of Laboratory; E-mail: csm@nm.ru

P. 32—36.**OPTIMIZATION OF AUTOMATIC SYSTEM FOR CONTROL OVER ENERGY CONSUMPTION**

An optimization of automatic system keeping track of power consumption in transformer substations is proposed. The optimization is aimed at development of a simplified scheme for indication of the power mains state and improvement in the mains reliability without information losses.

Keywords: electrical supply network, transformer substation, communication line, counter, phase.

Data on authors

- Alexey L. Kolola* — Student; ITMO University, Department of Computer Systems Design and Security, St. Petersburg; E-mail: alexey.kolola@mail.ru
Sergey O. Popov — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Computer Technologies, St. Petersburg; E-mail: sp@winghouse.ru

P. 37—41.**NUMERICAL ALGORITHM OF SPECTRAL ANALYSIS OF MEASURING SIGNALS**

An algorithm of spectral analysis of measuring signals is proposed. In contrast to algorithm of fast Fourier transform, the proposed algorithm allows excluding operations of complex multiplication in calculation of complex Fourier coefficients. Flowchart of hardware realization of the algorithm is presented, time diagram of the device operation is demonstrated.

Keywords: spectral analysis, complex Fourier coefficients, calculation algorithm, function diagram, hardware realization.

Data on authors

- Nuraddin Ya. Mamedov* — Cand. Techn. Sci.; Azerbaijan State Oil Academy, Department of Higher Mathematics, Baku
Namik T. Abdullaev — Cand. Techn. Sci.; Azerbaijan Technical University, Department of Television and Radio Systems, Baku; E-mail: a.namik46@mail.ru
Gunel S. Agaeva — Master Sci.; Azerbaijan State Oil Academy, Department of Information-Measuring and Computer Technique; Baku; E-mail: gunel_asoa@yahoo.com

P. 41—45.**METHOD OF FILES ACCESS CONTROL BASED ON MANUAL AND AUTOMATIC FILES MARKING**

A method of control over file access based on manual and automatic marking of the file is proposed. The method excludes the “access object” essence from access policy.

Keywords: information security, unauthorized access prevention, access control and restrictions.

Data on authors

- Konstantin A. Shcheglov* — Student; ITMO University, Department of Computing Technique, St. Petersburg; E-mail: schegl_70@mail.ru
Andrey Yu. Shcheglov — Dr. Techn. Sci., Professor; ITMO University, Department of Computing Technique, St. Petersburg; E-mail: info@npp-itb.spb.ru

P. 46—50.

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF SIGNALS AND NOISE IN SHORT-RANGE RADIO DEVICES

The problems of analysis of statistical characteristics of signals and noise in short-range radio devices are considered. It is shown that non-Gaussian character of useful signal and noise components are to be taken into account in solution of extended object detection problems and measurement of the object parameters.

Keywords: short-range radio device, located object, additive and multiplicative noise, measuring instrument.

Data on authors

- Vladimir M. Artyushenko** — Dr. Techn. Sci., Professor; Finance and Technology Academy, Department of Information Technologies and Control Systems, Korolyov, Moscow region; E-mail: artuschenko@mail.ru
- Vladimir I. Volovach** — Cand. Techn. Sci.; Volga Region State University of Service, Department of Information and Electronic Service, Togliatti; E-mail: ssunrise@mail.ru
- Victor V. Ivanov** — Dr. Techn. Sci., Professor; Volga Region State University of Service, Department of Information and Electronic Service, Togliatti; E-mail: Ivanov@tolgas.ru

P. 51—54.

NONLINEAR UNIT WITH DELAY FOR SELF-OSCILLATORY ACCELEROMETER

A way to realize the self-oscillatory operation mode of sensitive element in pendulous accelerometer with the use of a nonlinear unit of “ideal relay” type with a time delay is considered. Gain-phase characteristic of electromechanical component of the accelerometer and hodograph of the nonlinear unit are demonstrated. Necessary conditions for appearance of self-oscillatory mode of sensitive element operation are derived analytically. A block diagram of pendulous accelerometer with a nonlinear unit with delay is presented.

Keywords: sensor, periodic mode, acceleration measurement error, accelerometer, indignation, self-oscillations.

Data on author

- Mikhail A. Vatutin** — Cand. Techn. Sci.; Mozhaysky Military Space Academy, Department of Airborne Information and Measurement Complexes, St. Petersburg; E-mail: vatutinm@inbox.ru

P. 55—60.

CONDITIONS ON DESIGN OF TWO-COMPONENT LIQUID SYSTEMS WITH VARIABLE MAGNIFICATION

Design of two-component liquid systems of variable magnification with refracting and reflecting surfaces are considered. Examples of paraxial-region calculation of such systems with a 9^x zoom are presented.

Keywords: liquid lenses, liquid mirrors, two-component liquid systems, variable magnification systems, refracting interface, reflecting surface.

Data on authors

- Viktor S. Efremov** — Cand. Techn. Sci.; Siberian State Academy of Geodesy, Department of Nanosystems and Optical Devices, Novosibirsk; E-mail: ews49@mail.ru
- Diana G. Makarova** — Post-Graduate Student; Siberian State Academy of Geodesy, Department of Nanosystems and Optical Devices, Novosibirsk; E-mail: diana_ssga@mail.ru
- Viktor B. Shlishevsky** — Dr. Techn. Sci., Professor; Siberian State Academy of Geodesy, Department of Nanosystems and Optical Devices, Novosibirsk; E-mail: svb_dom@ngs.ru

P. 60—63.**IMPLEMENTATION OF THE CONSTANT COLOR BRIGHTNESS PRINCIPLE IN ENCODING VIDEO SYSTEMS**

Real-valued and integral-valued realizations of the principle of constant color brightness in various ware video encoding platforms are considered. Comparative analysis of integral-valued variants of the principle realization is presented.

Keywords: principle of constant color brightness, color coding information, digital TV.

Data on author

Timofey M. Sukhov — JSC «Scientific and Production Company “TIRS”», Department of Television Equipment, St. Petersburg; Head of Sector; E-mail: tsuhov@mail.ru

P. 64—66.**OPTICAL GENERATOR OF PULSE SEQUENCES**

The problems of development of optical devices for information processing are analyzed. An original optical generator allowing for control over output pulse sequence parameters is presented. The structure and principle of operation of the generator are described.

Keywords: optical devices for information processing, optical generator of pulse sequences.

Data on authors

Mikhail A. Alles — Cand. Techn. Sci.; LLC «NPP “Ugpromavtomatizacia” », Rostov-on-Don; Leading Technology Engineer; E-mail: alles@nextmail.ru

Sergey V. Sokolov — Dr. Techn. Sci., Professor; Rostov State Transport University, Department of Automatics and Telemechanics on RW, Rostov-on-Don; E-mail: s.v.s.888@yandex.ru

P. 66—69.**COMPUTER MODELING OF LED-BASED ILLUMINATING LAMP**

A computer model of LED-based illuminating lamp is developed. The model is based on technical parameters of a separate light-emission diode and accounts for design and energetic characteristics of the illumination device. A comparative analysis of the lighting parameters obtained with the computer model and laboratory measured values is carried out.

Keywords: computer simulation, candlepower, luminous flux, uniform illumination area.

Data on authors

Alena Yu. Golubeva — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Solid State Opto-Electronics, St. Petersburg; E-mail: golubevaay@gmail.com

Alexander I. Ivanov — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Solid State Opto-Electronics, St. Petersburg; E-mail: ale4103@gmail.com

Viktor T. Prokopenko — Dr. Techn. Sci., Professor; ITMO University, Department of Solid State Opto-Electronics, St. Petersburg; E-mail: prokopenko@mail.ifmo.ru

P. 69—75.

STABILIZATION OF SPACE PLATFORM WITH THE USE OF THREE AUTOCOLLIMATORS

Mathematical analysis of the possibility of three-dimensional positioning of two solids with respect to the third one is presented. Variants of technical solutions based on the analysis are considered.

Keywords: autocollimator, prism, coordinate frame, matrix.

Data on authors

- Aleksander P. Smirnov* — Dr. Techn. Sci., Professor; ITMO University, Department of Computer Photonics and Video Informatics, St. Petersburg; E-mail: apsmirnov@bk.ru
- Tatiana L. Romanova* — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Computer Photonics and Video Informatics, St. Petersburg; E-mail: RTL87@mail.ru

P. 76—80.

RESEARCH INTO SECONDARY-EMISSION ABILITY OF CHANNEL ELECTRONIC MULTIPLIERS ON POROUS ANODIZED STRUCTURES

Peculiarities and results of computer modeling of secondary-emission amplification in aluminum oxide porous structure channels are considered.

Keywords: secondary electronic emission, electronic multipliers, aluminum oxide.

Data on authors

- Igor N. Goncharov* — Dr. Techn. Sci., Professor; North-Caucasian Institute of Mining and Metallurgy (State Technological University), Department of Electronic Devices; Vladikavkaz; E-mail: goncharov-scgtu@mail.ru
- Evgeny N. Kozyrev* — Dr. Techn. Sci., Professor; North-Caucasian Institute of Mining and Metallurgy (State Technological University), Department of Electronic Devices; Vladikavkaz; E-mail: kozyrev@skgtu.ru
- Roman O. Askerov* — North-Caucasian Institute of Mining and Metallurgy (State Technological University), Department of Electronic Devices; Vladikavkaz; Assistant Lecturer; E-mail: asker2005@rambler.ru

P. 81—89.

MATHCAD AS A TOOL FOR OPTICAL SYSTEM DESIGN BASED ON THIRD-ORDER ABERRATION THEORY

Application of MathCAD program for optical system design based on third-order aberration theory is proposed. As an example, Cooke triplet anastigmatic lens is designed in MathCAD environment with both third-order aberrations and first-order chromatic aberrations being controlled. To verify the results obtained with MathCAD, the lens is simulated with the use of a special optical design program, and the data comparison is performed.

Key word: optical system design, MathCAD, third-order aberrations.

Data on author

- Sergey M. Marchuk* — Cand. Techn. Sci.; Tomsk Polytechnic University, Department of Informatics and Systems Design; E-mail: sergm@ad.cctpu.edu.ru, sergey.marchuk@yahoo.com

P. 90—91.**DUAL-CHANNEL OPTICAL-ELECTRONIC SYSTEM FOR MINERAL COLOR ANALYSIS**

Construction principles of optical-electronic system for analysis of technological properties of solid minerals with optical method are examined.

Keywords: optical method of ore dressing, optical-electronic analysis system, technological properties, solid minerals.

Data on authors

- Artem A. Alekhin* — ITMO University, Department of Optical and Electronic Devices and Systems, St. Petersburg; Assistant Lecturer; E-mail: alekhin.a.a@mail.ru
- Vladimir S. Peretyagin* — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Optical and Electronic Devices and Systems, St. Petersburg; E-mail: peretyagin@mail.ru

P. 91—93.**POTENTIALITIES OF OPTICAL METHOD FOR ORE DRESSING**

Results of Fourier spectra analysis of quartz and plagioclase samples images are presented. Applicability of Fourier spectra as a selective feature for separating of the minerals by optical method is demonstrated.

Keywords: optical method of ore dressing, selective separation feature, Fourier spectrum of image, transparency.

Data on authors

- Nikita A. Pavlenko* — ITMO University, Department of Optical and Electronic Devices and Systems, St. Petersburg; Assistant Lecturer; E-mail: nikfiz@mail.ru
- Daria B. Petukhova* — ITMO University, Department of Optical and Electronic Devices and Systems, St. Petersburg; Assistant Lecturer; E-mail: PetuxovaDarja@yandex.ru