

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

- Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В. Классификация ошибок в информационных векторах систематических кодов..... 333
- Александров А. В., Метлинов А. Д. Симметричная рюкзачная криптосистема с общей памятью и плотностью укладки больше единицы 344

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Герасимов Д. Н., Лызлова М. В., Никифоров В. О. Простые алгоритмы адаптивного и робастного управления классом линейных объектов с переменными параметрами 351
- Орлова Д. А., Ожиганов А. А. Синтез инверсно-сопряженных двоичных последовательностей 362
- Голяков А. Д., Фоминов И. В. Методика определения требований к точности дополнительных измерительных средств адаптивной системы автономной навигации космического аппарата..... 366
- Григорьев Б. И. Стационарные режимы усиления биполярных транзисторов 372

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

- Леонов М. Б., Назаров В. Н. Концептуальная модель охранной системы видеонаблюдения с модулем упреждения опасности 380
- Скрипник А. В. Оптоакустический волоконный конвертер лазерного излучения..... 385
- Гусейнова Р. О. Двухволновой метод калибровки солнечных фотометров повышенной точности..... 393

ТЕХНОЛОГИЯ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

- Медунецкий В. М., Романов Н. А. Компьютерное моделирование и визуализация технологии изготовления нестандартных зубчатых колес из полимерных композиционных материалов 397
- Романова Е. Б., Веселова Т. И. Применение RP-технологий при прототипировании электронных средств 401

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

- Федоров Ю. В., Федорова А. Ю. Макулостимуляторы 406

- ИНФОРМАЦИЯ 410

CONTENTS

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

- Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov V. V., Ephanov D. V.** Errors Classification in Information Vectors of Systematic Codes..... 333
- Aleksandrov A. V., Metlinov A. D.** Symmetric Knapsack Cryptosystem with Shared Memory and the Packing Density above Unit 344

DEVICES AND SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL

- Gerasimov D. N., Lyzlova M. V., Nikiforov V. O.** Simple Algorithms of Adaptive and Robust Control over a Class of Linear Time-Varying Objects..... 351
- Orlova D. A., Ozhiganov A. A.** Synthesis of Inverse-Conjugate Binary Sequences 362
- Golyakov A. D., Fominov I. V.** Method for Determination of Requirements on Accuracy of Complementary Measuring Means of Spacecraft Adaptive Autonomous Navigation System 366
- Grigoryev B. I.** Stationary Gain Modes of Bipolar Transistors..... 372

OPTICAL AND OPTO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND SYSTEMS

- Leonov M. B., Nazarov V. N.** Conceptual Model of Surveillance System with Prediction Unit..... 380
- Skrypnik A. V.** Fiber Optoacoustic Converter of Laser Radiation..... 385
- Huseynova R. O.** Two-Wavelength Method for Calibration of High-Precision Sun Photometer..... 393

INSTRUMENT-MAKING TECHNOLOGY

- Medunetsky V. M., Romanov N. A.** Computer Simulation and Visualization of Non-Standard Gears from Polymer Composites Manufacturing Technology 397
- Romanova E. B., Veselova T. I.** Application of RP-Technologies in Electronic Prototyping 401

BRIEF NOTES

- Fedorov Yu. V., Fedorova A. Yu.** Makulostimulators 406

- INFORMATION** 410

Editor-in-Chief E. B. Yakovlev

КЛАССИФИКАЦИЯ ОШИБОК В ИНФОРМАЦИОННЫХ ВЕКТОРАХ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ КОДОВ

В. В. САПОЖНИКОВ, Вл. В. САПОЖНИКОВ, Д. В. ЕФАНОВ

*Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I,
190031, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: TrES-4b@yandex.ru*

Предложена классификация ошибок в информационных векторах систематических кодов, позволяющая учитывать все возможные варианты искажений информационных разрядов и изучать возможности различных систематических кодов по обнаружению ошибок, что может быть использовано при построении надежных систем автоматики и вычислительной техники.

Ключевые слова: *техническая диагностика, систематический код, информационный вектор, ошибки в информационных векторах, классификация ошибок, код Бергера, система функционального контроля.*

Введение. В задачах построения надежных логических устройств автоматики и вычислительной техники используются разнообразные систематические коды, каждый из которых характеризуется своим показателем избыточности и способностью к обнаружению ошибок [1, 2]. Выбранный на этапе проектирования логического устройства вариант кодирования определяет способ обеспечения контролепригодности устройства. Например, большое значение имеет выбор варианта кодирования при организации систем функционального контроля логических устройств [3, 4]. Известны алгоритмы, обеспечивающие с учетом свойств кодов построение систем функционального контроля со 100%-ным обнаружением любых одиночных неисправностей в контролируемом устройстве [5, 6].

В настоящей статье рассматривается задача определения всех возможных видов ошибок в информационных векторах систематических кодов, или (m,k) -кодов, где m — длина информационного вектора, а k — длина контрольного вектора. Предложена классификация ошибок в информационных векторах и приведены формулы подсчета ошибок различных типов.

Классификация ошибок в информационных векторах (m,k) -кодов. Рассмотрим возможные типы ошибок в информационных векторах кодовых слов длиной m .

Обозначим через d кратность ошибки в информационном векторе (m,k) -кода. Ошибка — это искажение некоторого количества нулевых и (или) единичных разрядов в кодовом векторе. Если e_1 — число искажений типа $0 \rightarrow 1$, а e_0 — число искажений типа $1 \rightarrow 0$, то кратность ошибки может быть представлена в виде суммы $d=e_0+e_1$.

Число ошибок кратностью d в информационном векторе длиной m вычисляется по формуле

$$N_{m,d} = 2^m C_m^d, \quad (1)$$

где множитель 2^m определяет общее количество различных информационных векторов; величина C_m^d — число вариантов ошибок кратностью d .

В информационных векторах длиной t существуют различные виды ошибок в зависимости от соотношений между количеством искажений нулевых и единичных разрядов (значениями e_0 и e_1) (рис. 1). Если при возникновении ошибки в информационном векторе искажаются только нулевые или только единичные разряды (когда $e_1=0$ при $e_0 \neq 0$ или $e_0=0$ при $e_1 \neq 0$), то возникает *монотонная, или однонаправленная, ошибка*. В противном случае, при $e_1 \neq 0$ и $e_0 \neq 0$, возникает *немонотонная, или разнонаправленная, ошибка*. Выделим среди немонотонных ошибок вариант, когда $e_0=e_1$. В этом случае число единичных разрядов в информационном векторе не изменяется (т.е. не изменяется вес двоичного вектора). Такие ошибки назовем *симметричными*. При возникновении немонотонной ошибки, когда $e_0 \neq e_1$, вес информационного вектора изменяется. Такие ошибки отнесем к *асимметричным*.

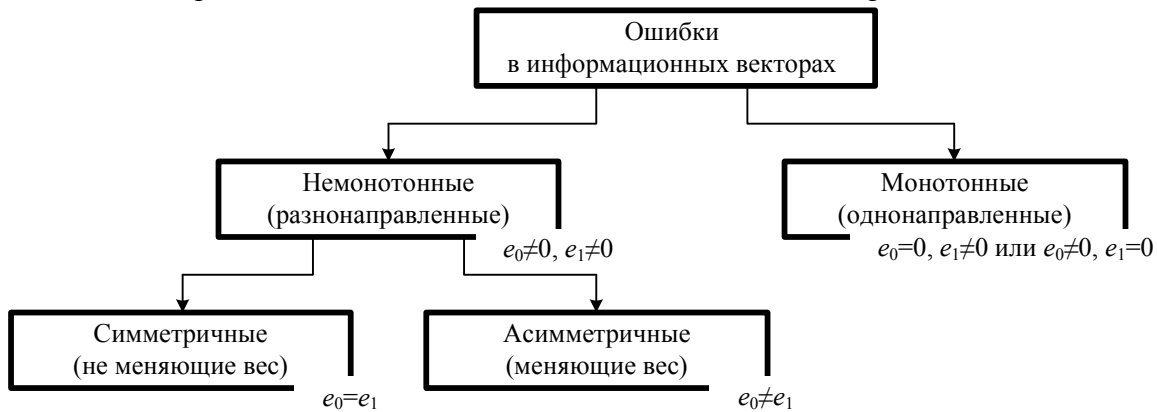


Рис. 1

Таким образом, в любом (m,k) -коде среди $2^m C_m^d$ возможных ошибок кратностью d в информационных векторах некоторая часть является ошибками симметричными (symmetric) — s -типа, некоторая часть — асимметричными (asymmetric) — a -типа, некоторая часть — монотонными (unidirectional) — u -типа:

$$N_{m,d} = N_{m,d}^s + N_{m,d}^a + N_{m,d}^u. \quad (2)$$

В классе монотонных ошибок целесообразно выделить однократные ошибки (когда $d=1$), обнаружение которых должно осуществляться любыми (m,k) -кодами. Если код не удовлетворяет этому условию, то он будет неэффективен при использовании для повышения надежности систем автоматики и вычислительной техники.

Очевидно, что симметричная ошибка ($e_0=e_1 \neq 0$) может иметь только четную кратность $d \in \{2; 4; \dots; m\}$ при четном значении m и $d \in \{2; 4; \dots; m-1\}$ — при нечетном значении m . При асимметричной ошибке, когда $e_0 \neq e_1 \neq 0$, значение d лежит в пределах $3 \leq d \leq m$. Монотонные же ошибки могут иметь любую кратность: $d \in \{1; 2; \dots; m\}$.

Использование возможностей (m,k) -кодов по обнаружению ошибок в информационных векторах позволяет обеспечить построение различных по степени сложности, тестируемости, быстродействию, энергопотреблению и другим характеристикам систем функционального контроля логических устройств. Например, классический код с суммированием (код Бергера [7]) обладает способностью обнаружения любых ошибок, нарушающих вес информационного вектора, т.е. всех асимметричных и монотонных ошибок. Такое свойство кода Бергера позволяет использовать его для контроля комбинационных схем, в которых любая одиночная неисправность логических элементов их внутренней структуры может приводить только к мо-

нотонным искажениям на выходах схемы (такие логические схемы принято называть схемами с монотонно независимыми выходами [6]). Известно, что любую произвольную комбинационную схему можно преобразовать в схему с монотонно независимыми выходами [3, 5, 6].

Код Бергера не обнаруживает все симметричные ошибки кратностью d , где d — четное. Их число при заданном значении m определяется по формуле [8]

$$N_{m,d}^s = 2^{m-d} C_d^{d/2} C_m^d. \quad (3)$$

Общее же количество возможных симметричных ошибок вычисляется по формуле

$$N_m^s = \sum_{d=2}^l N_{m,d}^s = \sum_{d=2}^l 2^{m-d} C_d^{d/2} C_m^d, \quad (4)$$

где $l=m$ при четном значении m и $l=m-1$ при нечетном m .

Таковыми же возможностями по обнаружению ошибок, как и код Бергера, обладают, например, неразделимые равновесные коды (только в приложении ко всему кодовому слову) [3]. Другие типы кодов могут не обнаруживать часть монотонных и асимметричных ошибок в информационных векторах.

Определим, сколько монотонных ошибок кратностью $d \in \{1; 2; \dots; m\}$ может возникнуть в информационных векторах длиной m . Для этого (m,k) -код представим в табличной форме, где множество информационных векторов разобьем на контрольные группы, соответствующие контрольным векторам.

Рассмотрим процесс подсчета числа монотонных ошибок на примере кода со значением $m=4$. В табл. 1 для $(4,k)$ -кода представлен результат подсчета возможных монотонных ошибок отдельно для величин e_1 и e_0 при различных значениях d . Число монотонных ошибок кратностью $d=1$ при искажениях нулевых разрядов равно $C_4^0 C_4^1 + C_4^1 C_3^1 + C_4^2 C_2^1 + C_4^3 C_1^1$, а при искажениях единичных разрядов — $C_4^1 C_1^1 + C_4^2 C_2^1 + C_4^3 C_3^1 + C_4^4 C_4^1$; при $d=2$ для искажений нулевых и единичных разрядов соответственно имеем $C_4^0 C_4^2 + C_4^1 C_3^2 + C_4^2 C_2^2$ и $C_4^2 C_2^2 + C_4^3 C_3^2 + C_4^4 C_4^2$; при $d=3$ — $C_4^0 C_4^3 + C_4^1 C_3^3$ и $C_4^3 C_3^3 + C_4^4 C_4^3$; при $d=4$ — $C_4^0 C_4^4$ и $C_4^4 C_4^4$.

Обобщим расчет для произвольного (m,k) -кода. При кратности $d=1$ число вариантов искажений нулевых разрядов равно $\sum_{r=0}^{m-1} C_m^r C_{m-r}^1$, а единичных разрядов — $\sum_{r=1}^m C_m^r C_r^1$; при $d=2$

число вариантов искажений нулевых разрядов равно $\sum_{r=0}^{m-2} C_m^r C_{m-r}^2$, а единичных разрядов —

$\sum_{r=2}^m C_m^r C_r^2$; и т.д. При произвольном значении $d \in \{1; 2; \dots; m\}$ имеем следующую зависимость:

число вариантов искажений нулевых разрядов равно $\sum_{r=0}^{m-d} C_m^r C_{m-r}^d$, а единичных разрядов —

$\sum_{r=d}^m C_m^r C_r^d$. Общее число монотонных ошибок кратностью d в (m,k) -коде равно сумме

полученных величин:

$$N_{m,d}^u = \sum_{r=0}^{m-d} C_m^r C_{m-r}^d + \sum_{r=d}^m C_m^r C_r^d. \quad (5)$$

Таблица 1

Контрольные группы по весу r информационных векторов				
0	1	2	3	4
0000	0001	0011	0111	1111
	0010	0101	1011	
	0100	0110	1101	
	1000	1001	1110	
		1010		
		1100		
Число информационных векторов в группе				
C_4^0	C_4^1	C_4^2	C_4^3	C_4^4
$e_1, d=1$ для каждого вектора				
C_4^1	C_3^1	C_2^1	C_1^1	0
$e_1, d=2$ для каждого вектора				
C_4^2	C_3^2	C_2^2	0	0
$e_1, d=3$ для каждого вектора				
C_4^3	C_3^3	0	0	0
$e_1, d=4$ для каждого вектора				
C_4^4	0	0	0	0
$e_0, d=1$ для каждого вектора				
0	C_1^1	C_2^1	C_3^1	C_4^1
Число $e_0, d=2$ для каждого вектора				
0	0	C_2^2	C_3^2	C_4^2
$e_0, d=3$ для каждого вектора				
0	0	0	C_3^3	C_4^3
$e_0, d=4$ для каждого вектора				
0	0	0	0	C_4^4
Общее число монотонных ошибок в информационных векторах				
130				

Можно показать, что слагаемые в выражении (5) равны между собой:

$$\sum_{r=0}^{m-d} C_m^r C_{m-r}^d = \sum_{r=d}^m C_m^r C_r^d. \quad (6)$$

Тогда выражение (6) позволяет упростить подсчет числа монотонных ошибок в информационных векторах длиной m :

$$N_{m,d}^u = 2 \sum_{r=0}^{m-d} C_m^r C_{m-r}^d = 2 \sum_{r=d}^m C_m^r C_r^d. \quad (7)$$

Рассмотрим более подробно формулу

$$N_{m,d}^u = 2 \sum_{r=d}^m C_m^r C_r^d = 2 \left(C_m^d C_d^d + C_m^{d+1} C_{d+1}^d + \dots + C_m^{m-1} C_{m-1}^d + C_m^m C_m^d \right) \quad (8)$$

и преобразуем выражение в скобках к следующему виду:

$$\begin{aligned}
& C_m^d C_d^d + C_m^{d+1} C_{d+1}^d + C_m^{d+2} C_{d+2}^d + \dots + C_m^{m-2} C_{m-2}^d + C_m^{m-1} C_{m-1}^d + C_m^m C_m^d = \\
& = \frac{m!}{d!(m-d)!} \frac{d!}{d! \cdot 0!} + \frac{m!}{(d+1)!(m-d-1)!} \frac{(d+1)!}{d! \cdot 1!} + \frac{m!}{(d+2)!(m-d-2)!} \frac{(d+2)!}{d! \cdot 2!} + \dots \\
& \dots + \frac{m!}{(m-2)!(m-m+2)!} \frac{(m-2)!}{(m-2-d)! d!} + \frac{m!}{(m-1)!(m-m+1)!} \frac{(m-1)!}{(m-1-d)! d!} + \dots \\
& \dots + \frac{m!}{m! \cdot 0!} \frac{m!}{(m-d)! d!} = \frac{m!}{d!(m-d)!} \times \\
& \times \left(\frac{1}{0!} + \frac{(m-d)}{1!} + \frac{(m-d)(m-d-1)}{2!} + \dots + \frac{(m-d)(m-d-1)}{2!} + \frac{(m-d)}{1!} + \frac{1}{0!} \right). \quad (9)
\end{aligned}$$

Выражение в скобках в последней строке формулы (9) является биномиальным разложением величины 2^{m-d} . Таким образом, формула подсчета числа монотонных ошибок кратностью d в информационных векторах (m, k) -кода принимает вид

$$\begin{aligned}
N_{m,d}^u &= 2 \sum_{r=d}^m C_m^r C_r^d = 2 \left(C_m^d C_d^d + C_m^{d+1} C_{d+1}^d + \dots + C_m^{m-1} C_{m-1}^d + C_m^m C_m^d \right) = \\
&= 2 \cdot 2^{m-d} C_m^d = 2^{m+1-d} C_m^d. \quad (10)
\end{aligned}$$

Общее же число монотонных ошибок равно

$$N_m^u = \sum_{d=1}^m N_{m,d}^u = \sum_{d=1}^m 2^{m+1-d} C_m^d = 2^{m+1} \sum_{d=1}^m 2^{-d} C_m^d, \quad (11)$$

откуда следует, например, что для любого (m, k) -кода общее количество однократных ошибок в информационных векторах ($d=1$) равно

$$N_{m,1} = 2^m C_m^1 = 2^m \frac{m!}{1!(m-1)!} = m \cdot 2^m. \quad (12)$$

Учитывая выражения (1)—(3) и (10), нетрудно найти число асимметричных ошибок в информационных векторах (m, k) -кодов. При четных и нечетных значениях d данная величина будет вычисляться по-разному (вследствие того, что при четных значениях d существуют симметричные ошибки, а при нечетных — нет):

— при нечетных значениях d

$$N_{m,d}^a = 2^m C_m^d - 2^{m+1-d} C_m^d = 2^m C_m^d (1 - 2^{1-d}), \quad (13)$$

— при четных значениях d

$$N_{m,d}^a = 2^m C_m^d - 2^{m+1-d} C_m^d - 2^{m-d} C_{d/2}^d C_m^d = 2^m C_m^d \left(1 - \left(2^{1-d} + 2^{-d} C_{d/2}^d \right) \right). \quad (14)$$

Число немонотонных ошибок равно

$$N_{m,d}^{nu} = N_{m,d} - N_{m,d}^u = 2^m C_m^d - 2^{m+1-d} C_m^d = 2^m C_m^d (1 - 2^{1-d}). \quad (15)$$

Классификация ошибок в информационных векторах (m, k) -кодов с указанием формул расчета их количества по каждому типу и кратности d приведена на рис. 2.

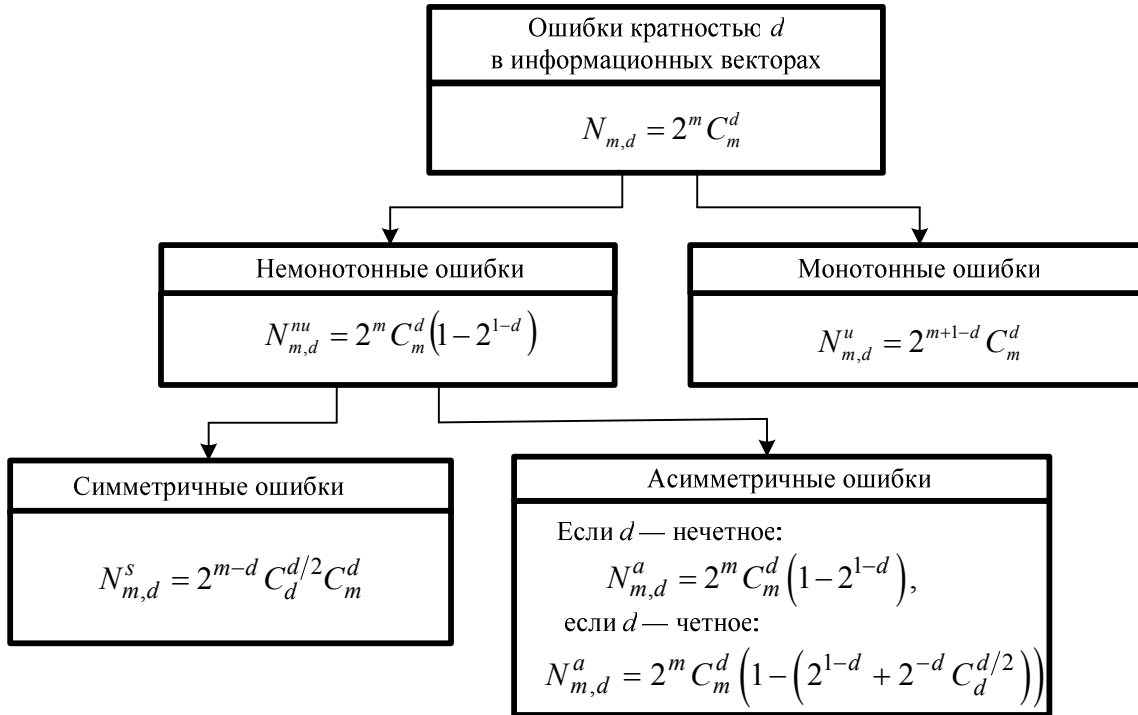


Рис. 2

Свойства (m,k) -кодов. Полученные выше формулы расчета числа ошибок в информационных векторах (m,k) -кодов позволяют установить ряд особенностей каждого из существующих типов ошибок.

На основе анализа соотношения величин (1) и (10) приходим к следующему положению.

Теорема 1. Доли монотонных (υ_d) и немонотонных (η_d) ошибок кратностью d в информационных векторах (m,k) -кодов от общего количества ошибок данной кратностью являются постоянными величинами при любых значениях m :

$$\upsilon_d = \frac{N_{m,d}^u}{N_{m,d}} = \frac{2^{m+1-d} C_m^d}{2^m C_m^d} = 2^{1-d}, \quad (16)$$

$$\eta_d = \frac{N_{m,d}^{nu}}{N_{m,d}} = \frac{2^m C_m^d (1 - 2^{1-d})}{2^m C_m^d} = 1 - 2^{1-d}. \quad (17)$$

С увеличением кратности значение υ_d уменьшается и, например, при $d=10$ составляет 0,00195 (т.е. 1,95 % от общего числа ошибок), значение же η_d , наоборот, увеличивается и составляет 0,99805 при $d=10$ (99,805 %).

Таким образом, при большом значении d число монотонных ошибок невелико по сравнению с числом немонотонных ошибок.

Немонотонные ошибки классифицируются на симметричные и асимметричные. Используя выражения (1) и (3), установим следующую закономерность.

Теорема 2. Доля симметричных ошибок (σ_d) кратностью d , где d — четное, в информационных векторах (m,k) -кодов от общего количества ошибок данной кратностью является постоянной величиной при любом значении m :

$$\sigma_d = \frac{N_{m,d}^s}{N_{m,d}} = \frac{2^{m-d} C_d^{d/2} C_m^d}{2^m C_m^d} = 2^{-d} C_d^{d/2}. \quad (18)$$

Из выражения (18) следует свойство 1 [8].

Свойство 1. С увеличением значения d величина σ_d уменьшается и при $d \rightarrow \infty$ стремится к нулю:

$$\lim_{d \rightarrow \infty} \sigma_d = \lim_{d \rightarrow \infty} 2^{-d} C_d^{d/2} = 0. \tag{19}$$

Значение σ_d уменьшается не столь быстро, как величина v_d ; для сравнения: $\sigma_{10}=0,24609$ (24,609 %), тогда как $v_{10}=0,00195$ (1,95 %).

Используя выражения (1), (13) и (14), запишем следующее положение.

Теорема 3. Доля асимметричных ошибок (α_d) кратностью d в информационных векторах (m,k) -кодов от общего количества ошибок данной кратностью является постоянной величиной при любых значениях m :

— при нечетном значении d

$$\alpha_d = \frac{N_{m,d}^a}{N_{m,d}} = \frac{2^m C_m^d (1 - 2^{1-d})}{2^m C_m^d} = 1 - 2^{1-d}, \tag{20}$$

— при четном значении d

$$\alpha_d = \frac{N_{m,d}^a}{N_{m,d}} = \frac{2^m C_m^d (1 - (2^{1-d} + 2^{-d} C_d^{d/2}))}{2^m C_m^d} = 1 - (2^{1-d} + 2^{-d} C_d^{d/2}). \tag{21}$$

Поскольку число асимметричных ошибок в (m,k) -кодах представляет собой разность между общим числом немонотонных и симметричных ошибок, характер изменения величины α_d с увеличением значения d прямо противоположен характеру изменения величины σ_d . Асимметричные ошибки характеризуются следующей закономерностью.

Свойство 2. С увеличением значения d величина α_d увеличивается и при $d \rightarrow \infty$ стремится к единице:

$$\lim_{d \rightarrow \infty} \alpha_d = 1. \tag{22}$$

Рассмотренные свойства различных типов ошибок в информационных векторах, проявляющиеся при увеличении значения d , иллюстрируются табл. 2 и графиками на рис. 3.

Таблица 2

d	v_d	η_d	σ_d	α_d
1	1	0	0	0
2	0,5	0,5	0,5	0
3	0,25	0,75	0	0,75
4	0,125	0,875	0,375	0,5
5	0,0625	0,9375	0	0,9375
6	0,03125	0,96875	0,3125	0,65625
7	0,01563	0,98438	0	0,98438
8	0,00781	0,99219	0,27344	0,71875
9	0,00391	0,99609	0	0,99609
10	0,00195	0,99805	0,24609	0,75196
11	0,00098	0,99902	0	0,99902
12	0,00049	0,99951	0,22559	0,77392
13	0,00024	0,99976	0	0,99976
14	0,00012	0,99988	0,20947	0,79041
15	0,00006	0,99994	0	0,99994
16	0,00003	0,99997	0,19638	0,80359
17	0,00002	0,99998	0	0,99998
18	0,00001	0,99999	0,18547	0,81452
19	0	1	0	1
20	0	1	0,1762	0,8238
50	0	1	0,11228	0,88772
100	0	1	0,07959	0,92041

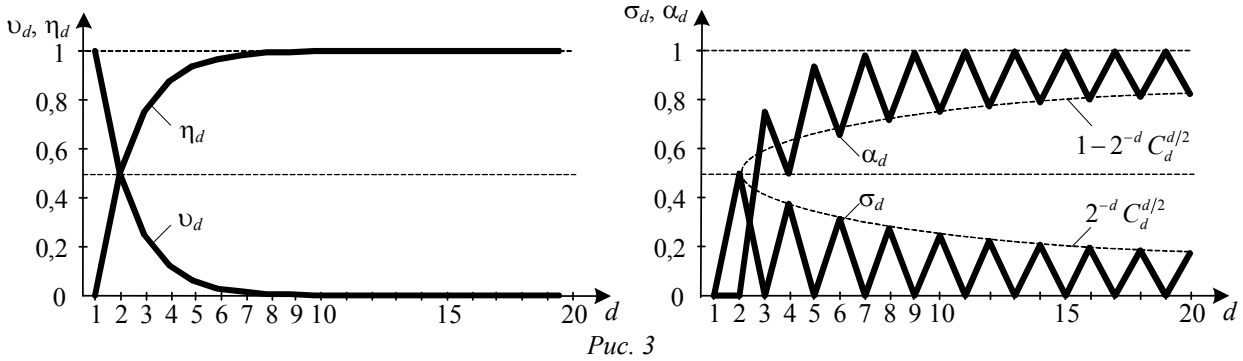


Рис. 3

Исследуем характер изменения количества ошибок различных типов при увеличении длины информационного вектора и фиксированном значении кратности ошибки.

Рассмотрим (m, k_1) - и $(m+1, k_2)$ -коды. Сравнивая соотношения количества необнаруживаемых ошибок различных типов в $(m+1, k_2)$ -кодах и в (m, k_1) -кодах (величины τ_d^u , τ_d^{nu} , τ_d^s и τ_d^a для монотонных, немонотонных, симметричных и асимметричных ошибок соответственно), отметим следующее:

— при нечетном значении m

$$\tau_d^u = \tau_d^{nu} = \tau_d^s = 2 \frac{m+1}{m-d+1}, \tag{23}$$

$$\tau_d^a = \frac{N_{m+1,d}^a}{N_{m,d}^a} = \frac{2^{m+1} C_{m+1}^d (1 - (2^{1-d} + 2^{-d} C_d^{d/2}))}{2^m C_m^d (1 - 2^{1-d})} = 2 \frac{m+1}{m-d+1} \left(1 - \frac{2^{-d} C_d^{d/2}}{1 - 2^{1-d}} \right); \tag{24}$$

— при четном значении m

$$\tau_d^a = \frac{N_{m+1,d}^a}{N_{m,d}^a} = \frac{2^{m+1} C_{m+1}^d (1 - 2^{1-d})}{2^m C_m^d (1 - (2^{1-d} + 2^{-d} C_d^{d/2}))} = 2 \frac{m+1}{m-d+1} \left(1 - \frac{1 - 2^{1-d}}{2^{-d} C_d^{d/2}} \right). \tag{25}$$

Рассмотрим также соотношения между общим количеством ошибок в информационных векторах (m, k_1) - и $(m+1, k_2)$ -кодов при постоянном значении d :

$$\tau_d = \frac{N_{m+1,d}}{N_{m,d}} = \frac{2^{m+1} C_{m+1}^d}{2^m C_m^d} = 2 \frac{m+1}{m-d+1}. \tag{26}$$

Из сравнения выражений (23) и (26) следует, что $\tau_d = \tau_d^u = \tau_d^{nu} = \tau_d^s$. Вычислим предел величины τ_d :

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \tau_d = \lim_{m \rightarrow \infty} 2 \frac{m+1}{m-d+1} = 2 \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1+1/m}{1-d/m+1/m} = 2. \tag{27}$$

Таким образом, приходим к следующему свойству.

Свойство 3. При $m \rightarrow \infty$ число ошибок различных типов в информационных векторах $(m+1, k_2)$ -кода увеличивается в 2 раза по сравнению с аналогичным показателем (m, k_1) -кода вне зависимости от кратности ошибки.

Свойство 3 нетрудно обобщить и на случай сравнения количества ошибок в (m, k_1) - и $(m+j, k_2)$ -кодах. С учетом того, что количество ошибок различных типов для некоторых значений m и d есть величина $2^m C_m^d$, умноженная на некоторый постоянный коэффициент (ν_d, η_d, σ_d или α_d), имеем:

$$\tau_{d,j} = \frac{N_{m+j,d}}{N_{m,d}} = \frac{2^{m+j} C_{m+j}^d}{2^m C_m^d} = 2^j \frac{(m+1)(m+2)\dots(m+j)}{(m-d+1)(m-d+2)\dots(m-d+j)}, \quad (28)$$

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \tau_{d,j} = \lim_{m \rightarrow \infty} 2^j \frac{(m+1)(m+2)\dots(m+j)}{(m-d+1)(m-d+2)\dots(m-d+j)} = 2^j. \quad (29)$$

Свойство 4. При $m \rightarrow \infty$ число ошибок различных типов в информационных векторах $(m+j, k_2)$ -кода увеличивается в 2^j раз по сравнению с аналогичным показателем (m, k_1) -кода вне зависимости от кратности ошибки.

Рассмотрим далее, как изменяется *общее количество ошибок всех кратностей в информационных векторах с увеличением значения m* [8].

Общее количество ошибок определяется по формуле

$$N_m = \sum_{d=1}^m N_{m,d} = \sum_{d=1}^m 2^m C_m^d = 2^m (2^m - 1), \quad (30)$$

тогда

$$\varepsilon_m = \frac{N_{m+1}}{N_m} = \frac{2^{m+1} (2^{m+1} - 1)}{2^m (2^m - 1)} = 2 \frac{2^{m+1} - 1}{2^m - 1} \quad (31)$$

и при $m \rightarrow \infty$ имеем

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \varepsilon_m = \lim_{m \rightarrow \infty} 2 \frac{2^{m+1} - 1}{2^m - 1} = 2 \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{2^{m+1}/2^m - 1/2^m}{1 - 1/2^m} = 4. \quad (32)$$

Свойство 5. При $m \rightarrow \infty$ общее число ошибок в информационных векторах $(m+1, k_2)$ -кода увеличивается в 4 раза по сравнению с аналогичным показателем (m, k_1) -кода.

Формулы (31) и (32) можно обобщить на случай сравнения общего количества ошибок в $(m+j, k_2)$ -коде и в (m, k_1) -коде:

$$\varepsilon_{m,j} = \frac{N_{m+j}}{N_m} = \frac{2^{m+j} (2^{m+j} - 1)}{2^m (2^m - 1)} = 2^j \frac{2^{m+j} - 1}{2^m - 1}, \quad (33)$$

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \varepsilon_{m,j} = \lim_{m \rightarrow \infty} 2^j \frac{2^{m+j} - 1}{2^m - 1} = 4^j. \quad (34)$$

Свойство 6. При $m \rightarrow \infty$ общее число ошибок в информационных векторах $(m+j, k_2)$ -кода увеличивается в 4^j раз по сравнению с аналогичным показателем (m, k_1) -кода.

Определим, как изменяется общее количество монотонных ошибок с увеличением длины информационного вектора. Используя формулу (11), запишем отношение числа монотонных ошибок в $(m+1, k_2)$ -коде к аналогичной величине в (m, k_1) -коде: $\varepsilon_m^u = N_{m+1}^u / N_m^u$; при $m \rightarrow \infty$ получим

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \varepsilon_m^u = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{\sum_{d=1}^{m+1} 2^{m+2-d} C_{m+1}^d}{\sum_{d=1}^m 2^{m+1-d} C_m^d} = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{2^{m+2} \sum_{d=1}^{m+1} 2^{-d} C_{m+1}^d}{2^{m+1} \sum_{d=1}^m 2^{-d} C_m^d} = 2 \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{\sum_{d=1}^{m+1} 2^{-d} C_{m+1}^d}{\sum_{d=1}^m 2^{-d} C_m^d}. \quad (35)$$

Положим $f(m) = \sum_{d=1}^m 2^{-d} C_m^d$, тогда выражение (35) преобразуется к виду

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \varepsilon_m^u = 2 \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{\sum_{d=1}^{m+1} 2^{-d} C_{m+1}^d}{\sum_{d=1}^m 2^{-d} C_m^d} = 2 \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{f(m+1)}{f(m)}, \quad (36)$$

отсюда следует, что

$$f(1) = \frac{1}{2}, \quad f(2) = \frac{5}{4}, \quad f(3) = \frac{19}{8}, \quad f(4) = \frac{65}{16}, \quad f(5) = \frac{211}{32}, \quad \dots,$$

а отношения ε_m^u равны соответственно

$$2 \frac{f(5)}{f(4)} \approx 3,2462, \dots, \quad 2 \frac{f(10)}{f(9)} \approx 3,0267, \dots, \quad 2 \frac{f(20)}{f(19)} \approx 3,0005, \dots, \quad 2 \frac{f(50)}{f(49)} \approx 3.$$

Свойство 7. При $m \rightarrow \infty$ общее число монотонных ошибок в информационных векторах $(m+1, k_2)$ -кода увеличивается в 3 раза по сравнению с аналогичным показателем (m, k_1) -кода.

Аналогично установленным ранее свойствам при сравнении монотонных ошибок в $(m+j, k_2)$ - и (m, k_1) -кодах справедливо следующее.

Свойство 8. При $m \rightarrow \infty$ общее число монотонных ошибок в информационных векторах $(m+j, k_2)$ -кода увеличивается в 3^j раз по сравнению с аналогичным показателем (m, k_1) -кода.

Подобным образом можно установить и свойства, присущие другим типам ошибок (m, k) -кодов. Так, по аналогии со свойством 8, отношение общего числа немонотонных, симметричных и асимметричных ошибок в $(m+1, k_2)$ -коде к соответствующим величинам в (m, k_1) -коде (величины ε_m^{nu} , ε_m^s и ε_m^a) характеризуется следующим свойством.

Свойство 9. При $m \rightarrow \infty$ общее число немонотонных ошибок (как симметричных, так и асимметричных) в информационных векторах $(m+1, k_2)$ -кода увеличивается в 4 раза по сравнению с аналогичным показателем (m, k_1) -кода.

Свойство 9 обобщается и на случай сравнения немонотонных ошибок в информационных векторах $(m+j, k_2)$ - и (m, k_1) -кодов.

Свойство 10. При $m \rightarrow \infty$ общее число немонотонных ошибок (как симметричных, так и асимметричных) в информационных векторах $(m+j, k_2)$ -кода увеличивается в 4^j раз по сравнению с аналогичным показателем (m, k_1) -кода.

Заключение. Предложенная классификация ошибок в информационных векторах систематических кодов позволяет более детально изучать свойства (m, k) -кодов, часто используемых в задачах построения надежных логических устройств, а также новых кодов, разрабатываемых для этих целей [9, 10]. В свою очередь, использование на практике возможностей (m, k) -кодов по обнаружению ошибок различных типов позволяет синтезировать алгоритмы построения систем технического диагностирования, обладающих способностью 100%-ного обнаружения одиночных неисправностей и оптимальными показателями аппаратурной избыточности. Учет возможностей (m, k) -кодов по обнаружению ошибок в информационных векторах также может быть полезен при организации контроля логических устройств без изменения их внутренней структуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. McCluskey E. J. Logic Design Principles: With Emphasis on Testable Semicustom Circuits. N. J.: Prentice Hall PTR, 1986. 549 p.
2. Fujiwara E. Code Design for Dependable Systems: Theory and Practical Applications. John Wiley & Sons, 2006. 720 p.
3. Согомонян Е. С., Слабаков Е. В. Самопроверяемые устройства и отказоустойчивые системы. М.: Радио и связь, 1989. 208 с.

4. Nicolaidis M., Zorian Y. On-line testing for VLSI — a compendium of approaches // J. of Electronic Testing: Theory and Applications. 1998. N 12. P. 7—20.
5. Busaba F. Y., Lala P. K. Self-checking combinational circuit design for single and unidirectional multibit errors // J. of Electronic Testing: Theory and Applications. 1994. Iss. 5. P. 19—28.
6. Self-checking combinational circuits with unidirectionally independent outputs / A. Morosow, V. V. Sapozhnikov, Vl. V. Sapozhnikov, M. Goessel // VLSI Design. 1998. Vol. 5, iss. 4. P. 333—345.
7. Berger J. M. A note on error detection codes for asymmetric channels // Information and Control. 1961. Vol. 4, iss. 1. P. 68—73.
8. Ефанов Д. В., Сапожников В. В., Сапожников Вл. В. О свойствах кода с суммированием в схемах функционального контроля // Автоматика и телемеханика. 2010. № 6. С. 155—162.
9. Low cost concurrent error detection based on modulo weight-based codes / D. Das, N. A. Touba, M. Seuring, M. Gosse // Proc. of IEEE 6th Intern. On-Line Testing Workshop (IOLTW), Palma de Mallorca, Spain, July 3—5, 2000. P. 171—176.
10. О кодах с суммированием единичных разрядов в системах функционального контроля / А. А. Блюдов, Д. В. Ефанов, В. В. Сапожников, Вл. В. Сапожников // Автоматика и телемеханика. 2014. № 8. С. 131—145.

Сведения об авторах

- Валерий Владимирович Сапожников** — д-р техн. наук, профессор; ПГУПС, кафедра автоматизации и телемеханики на железных дорогах; E-mail: port.at.pgups.1@gmail.com
- Владимир Владимирович Сапожников** — д-р техн. наук, профессор; ПГУПС, кафедра автоматизации и телемеханики на железных дорогах; E-mail: port.at.pgups.1@gmail.com
- Дмитрий Викторович Ефанов** — канд. техн. наук; ПГУПС, кафедра автоматизации и телемеханики на железных дорогах; E-mail: TrES-4b@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
автоматики и телемеханики
на железных дорогах

Поступила в редакцию
04.12.14 г.

Ссылка для цитирования: Сапожников В. В., Сапожников Вл. В., Ефанов Д. В. Классификация ошибок в информационных векторах систематических кодов // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 333—343.

ERRORS CLASSIFICATION IN INFORMATION VECTORS OF SYSTEMATIC CODES

V. V. Sapozhnikov, Vl. V. Sapozhnikov, D. V. Ephanov

*Petersburg State Transport University, 190031, Saint Petersburg, Russia
E-mail: TrES-4b@yandex.ru*

A classification of errors in information vectors of systematic codes is proposed. The classification allows to account all the possible variants of information distortion and enables investigation of abilities of various systematic codes in the error detection. Applications of the approach to development of reliable automation systems and computer technique are discussed.

Keywords: technical diagnostics, systematic code, information vector, errors in information vectors, errors classification, Berger code, functional control system.

Data on authors

- Valery V. Sapozhnikov** — Dr. Sci., Professor; PSTU, Department of Automation and Telemechanics on the Railways; E-mail: port.at.pgups.1@gmail.com
- Vladimir V. Sapozhnikov** — Dr. Sci., Professor; PSTU, Department of Automation and Telemechanics on the Railways; E-mail: port.at.pgups.1@gmail.com
- Dmitry V. Ephanov** — PhD; PSTU, Department of Automation and Telemechanics on the Railways; E-mail: TrES-4b@yandex.ru

Reference for citation: Sapozhnikov V. V., Sapozhnikov Vl. V., Ephanov D. V. Errors classification in information vectors of systematic codes // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroyeniye. 2015. Vol. 58, N 5. P. 333—343 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-333-343

СИММЕТРИЧНАЯ РЮКЗАЧНАЯ КРИПТОСИСТЕМА С ОБЩЕЙ ПАМЯТЬЮ И ПЛОТНОСТЬЮ УКЛАДКИ БОЛЬШЕ ЕДИНИЦЫ

А. В. АЛЕКСАНДРОВ, А. Д. МЕТЛИНОВ

*Владимирский государственный университет им. А. Г. и Н. Г. Столетовых,
600000, Владимир, Россия
E-mail: lexlotr@gmail.com*

Предложен вариант симметричной рюкзачной криптосистемы с общей памятью и плотностью укладки больше единицы, которая устойчива к L^3 -атаке, полиномиальной по своей скорости, разработанной Лагариасом и Одлышко для взлома рюкзачных схем шифрования со сверхвозрастающими базисами. На основе протоколов с общей памятью разработаны алгоритмы шифрования и дешифрования, в основе работы которых лежат базисы типа Фибоначчи и их обобщения.

Ключевые слова: *рюкзачная криптосистема, общая память, L^3 -атака, открытый канал связи, статистические свойства, алгоритмы.*

Введение. С развитием информационных технологий проблема усовершенствования систем, отвечающих за конфиденциальность информации, приобретает особую значимость. В этой связи использование криптосистем на базе рюкзачных схем представляется обоснованным.

Задача о ранце в криптографии [1], на основе которой американскими криптографами Мерклом и Хеллманом был разработан асимметричный алгоритм шифрования с открытым ключом, широко известна. Для представления чисел и шифрования сообщений использовалось решение задачи об укладке ранца, которая в общем виде является NP-полной.

К настоящему времени известно множество версий рюкзачных криптосистем; это объясняется тем, что по сравнению с другими схемами шифрования, использующими длинную целочисленную арифметику, рюкзачные системы обладают повышенными скоростными характеристиками алгоритмов шифрования и дешифрования. Однако все существующие на сегодняшний день рюкзачные криптосистемы взломаны или признаны потенциально небезопасными. Одна из основных причин этого — низкая плотность укладки рюкзака

$$\rho(a) = \frac{k}{\max_{1 \leq i \leq k} \log_2 a_k}, \quad (1)$$

где k — количество элементов рюкзачного базиса, a_k — максимальный из всех элементов базиса.

Параметр (1) введен Лагариасом и Одлышко [2] при проектировании ими алгоритма L^3 -атаки; там же доказаны и приведены примеры полиномиальной по сложности атаки на рюкзачные криптосистемы, успешно взламывающей почти все криптографические рюкзаки с плотностью укладки менее 0,6463. Идея L^3 -атаки состоит в том, чтобы преобразовать параметры задачи о рюкзаке в базис для некоторой целочисленной решетки в конечномерных целочисленных пространствах, после чего найти в этом базисе короткий вектор с помощью L^3 -алгоритма редукции базиса решетки. Существует большая вероятность того, что с помощью найденного короткого вектора можно осуществить обратное решение этой задачи. В работе [3] с помощью более точных оценок влияние L^3 -атаки расширено на интервал $0 < \rho < 0,940$. Из строго доказанных в работе [3] результатов следует, что чем больше величина ρ , тем меньше вероятность успеха осуществления L^3 -атаки на данную рюкзачную криптосистему. При $\rho > 0,9408$ проведение L^3 -атаки на рюкзачную криптосистему затруднено, но также

возможно. Однако утверждение, что L^3 -атаку можно распространить на все супервозрастающие базисы в интервале $0 < \rho < 1$, в работе [3] строго не доказано, но, по-видимому, верно.

Оценка асимптотики роста рюкзачных базисов. Оценим асимптотику роста рюкзачных базисов, используемых при разработке алгоритмов передачи сообщений, на основе вариации симметричной рюкзачной криптосистемы в рамках криптографических двусторонних протоколов с общей памятью, оценим также скорость работы алгоритмов.

О п р е д е л е н и е. Супервозрастающей последовательностью называется целочисленная последовательность $f_n, n = 1, \dots, k$, для любого индекса i которой всегда выполняется

условие $f_{i+1} > \sum_{j=1}^i f_j$. Очевидно, что минимальной последовательностью, для которой выполняется это условие, является последовательность степеней двойки: $\{1, 2^1, 2^2, \dots, 2^n\}$.

Пусть n — достаточно большое натуральное число. Сформируем последовательность положительных целых попарно отличных друг от друга чисел: $\{a\}_1^n = (a_1, \dots, a_n)$, и определим относительно пары $\{a\}_1^n$ и $\{e\}_1^n = (e_1, \dots, e_n)$ линейную форму над полем Галуа GF_2 :

$$\langle e, a \rangle = \sum_{i=1}^n e_i a_i, \quad (2)$$

где e_i принадлежит GF_2 .

Обозначим верхнюю грань представления (2) как $t_a = \sum a_i$. Последовательность $\{a\}_1^n$ относительно формы (2) образует на множестве $[1, t_a]$ базис над GF_2 , если для любого k из $[1, t_a]$ существует единственное представление

$$k = \langle e_k, a \rangle \quad (3)$$

с некоторым набором $e_k \in GF_2^n$.

Задача о ранце состоит в том, чтобы в рамках представления (3) при заданном базисе $\{a\}_1^n$ и известном k найти $\{e\}_1^n = (e_1, \dots, e_n)$.

Очевидно, что свойство базисности относительно формы (2) инвариантно к перестановке элементов последовательности $\{a\}_1^n$, поэтому, не ограничивая общности, считаем, что базисная последовательность всегда возрастающая. Основным в теории двоичной связи и двоичного кодирования является базис степеней двойки, однако он не является единственным.

Рассмотрим базис Фибоначчи, определяемый последовательностью $\{f\}_1^n, f_1 = 1, f_2 = 2, f_i = f_{i-1} + f_{i-2}$, где $i \geq 3$. Разложение натурального числа по базису Фибоначчи в общем случае свойством единственности не обладает, однако хорошо известна *теорема Цекендорфа* о том, что любое число k , отличное от нуля, можно единственным образом записать в виде линейной формы (2) над GF_2 , при этом в правой части уравнения (2) отсутствуют пары соседних элементов базиса Фибоначчи.

Соответствующие теореме Цекендорфа разложения любого известного числа k по базису с логарифмической сложностью по k реализуются с помощью рекурсивного „жадного“ однопроходного алгоритма.

Лемма 1. Для любого супервозрастающего базиса $\{a\}_1^n$ при больших значениях n асимптотика роста оценивается величиной $O(a^n)$, $a \geq 2$, в частности, если существует решение задачи (3), то плотность укладки удовлетворяет оценке $0 < \rho < 1$.

Асимптотика роста базиса Фибоначчи хорошо известна. Введем обозначение для золотого сечения $\varphi = \frac{1 + \sqrt{5}}{2}$.

Лемма 2. Для базиса Фибоначчи $\{f\}_1^n$ при больших значениях n асимптотика роста имеет оценку $f_n = O(\varphi^n)$. При этом показатель плотности укладки для задачи (3) оценивается величиной $\rho_f = \frac{1}{\log_2 \varphi} \approx 1,4404$.

Из лемм 1 и 2 непосредственно выводятся оценки мер Хартли, определяющие количество бит информации, необходимых для создания равномерного двоичного кода с использованием соответствующих базисов над GF_2 .

Лемма 3. Число $k \in [1, t_a]$. Тогда информационный битовый объем $|k|$ относительно формы (3) над GF_2 оценивается с помощью меры Хартли:

$$|k| = \lceil \log_a(t_a) \rceil, \quad (4)$$

где прямые полускобки в правой части выражения (4) определяют наименьшее целое число, большее или равное значению логарифма, а основание $a > 1$ определяется асимптотикой роста базисной последовательности $\{a\}_1^n$.

В частности, для базиса Фибоначчи вышеприведенная оценка справедлива при $a = \varphi$. Для базиса, состоящего из степеней двойки, оценка (4) хорошо известна при $a = 2$.

На основе оценки (4) формируются оценки двоичного объема данных, представленных в указанных базисах, т.е. справедливо соотношение

$$w = \frac{A}{B} = \frac{\log_2 2}{\log_2 \varphi} \sim 1,44, \quad (5)$$

где A — размер сообщения, бит, — оценка меры Хартли для данных, представленных в двоичном базисе; B — размер пакета, бит, — оценка тех же данных, но в базисе Фибоначчи.

Соотношение (5) можно непосредственно вывести из определения (1), применяя представление (3) для базиса Фибоначчи; в частности, соотношение (5) показывает, что применением базисов типа Фибоначчи позволяет выйти за пределы соотношения $0 < \rho < 1$ при оценке плотности укладки.

Протоколы с общей памятью и рюкзажная криптосистема на основе базиса типа Фибоначчи. Пусть Sender и Receiver — соответственно отправитель и получатель сообщений в двустороннем канале связи. Обозначим через $D = \{d_1, d_2, \dots, d_n\}$ исходную согласованную совокупность документов, имеющих у отправителя, и у получателя. Назовем это множество общей памятью. Соответствующие конфиденциальные протоколы передачи, использующие общую память, предложены в работе [4] для изучения свойств двусторонних SMT-протоколов. Наличие общей памяти далее будет использовано для расширения ключевого пространства алгоритма шифрования и создания параметризованных базисов типа Фибоначчи.

Сумму всех элементов общей памяти обозначим как $d = \sum d_i$. Кроме того, определим над GF_2 вектор $e = (e_i)$ длиной n и рассмотрим все возможные суммы $d_e = \sum (e_i d_i)$, которые имеют 2^n вариантов.

Выберем параметризованный по d_e базис типа Фибоначчи $\{f(d_e)\}$, определяемый последовательностью $f_1(d_e)=1, f_2(d_e)=1+d_e, f_i(d_e)=f_{i-1}(d_e)+f_{i-2}(d_e)$ при $i>2$. Для нулевого вектора e получим классический базис Фибоначчи, который обозначим как $\{f(0)\}$.

Асимптотика линейно-рекуррентных последовательностей такого типа определяется соответствующим характеристическим уравнением, совпадает с характеристическим уравнением ряда Фибоначчи и, в частности, не зависит от выбора величины d_e . Поэтому для любого параметризованного базиса $\{f(d_e)\}$ оценки согласно леммам 2 и 3 распределяются равномерно по d_e .

Можно показать, что при использовании рекурсивного „жадного“ алгоритма для любого S справедливо единственное представление

$$S = \left(\sum k_i f_i(d_e) \right) + \Delta(S), i = 1, \dots, l, \quad (6)$$

где $k_i \in \text{GF}_2$ — элементы ключевой последовательности, $f_i(d_e)$ — элементы базиса, Δ — остаточное слагаемое.

Лемма 4. D — общая память пары Sender, Receiver в канале связи, вектор $e = (e_i)$, $i = 1 \dots n$, фиксирован, и существует „жадный“ алгоритм разложения числа S в базисе $\{f(d_e)\}$. Тогда любое натуральное S в представлении (6) единственным образом определяется набором $S = (k_1, k_2, \dots, k_l, \Delta)$ относительно базиса $\{f(d_e)\}$.

В лемме 2 была приведена оценка величины ρ для базиса Фибоначчи $\{f(0)\}$. Для параметризованных базисов $\{f(d_e)\}$ справедлив следующий результат.

Теорема. Пусть D — общая память пары Sender, Receiver в канале связи и $\{f(d_e)\}$ — параметризованный базис Фибоначчи. Тогда:

a) плотность укладки относительно выражения (6) оценивается как

$$\frac{l}{\lceil \log_2 f_l(0) + \log_2(d+1) \rceil} \leq \rho \leq \frac{l}{\lceil \log_2 f_l(0) \rceil}, \quad (7)$$

где условие

$$d \leq 2^{0,31l} - 1 \quad (8)$$

гарантирует нижнюю оценку плотности в базисе (6);

b) для параметризованных базисов Фибоначчи асимптотика роста оценивается величиной

$$f_n(d_e) = O(\varphi^n) \quad (9)$$

равномерно по параметру d_e , так что при больших значениях n результаты лемм 2 и 3 справедливы для выражения (6).

Доказательство теоремы вытекает из соотношений

$$f_i(d_e) = f_{i-1}(0) + f_{i-2}(0)(1 + d_e), \quad (10)$$

$$f_i(0) \leq f_i(d_e) \leq f_i(1 + d_e),$$

где неравенство следует непосредственно из выражения (1) с учетом (10); для доказательства утверждения „b“ имеем с учетом (10) неравенство $f_i(d_e) \leq f_i(0) + f_i(0)(1 + d_e)$.

Пусть $\{f(d_e)\}$ — параметризованный базис Фибоначчи. Если числовое значение S удовлетворяет оценке $S < t_{f(d_e)}$ равномерно по d_e , то в рамках приведенной схемы, основанной на общей памяти D и форме (6), в параметризованном базисе $\{f(d_e)\}$ устанавливается однозначное представление

$$S \leftrightarrow (e_1, \dots, e_n, k_1, k_2, \dots, k_l, \Delta). \quad (11)$$

Очевидно, что наличие общей памяти при больших значениях l в выражении (6) не влияет на асимптотику роста параметризованных базисов и на оценки мер Хартли. При этом особенно важно — разложение по базисам Фибоначчи и выбор самого базиса непрерывно зависят от параметра d_e . В частности, выбор значений e_1, \dots, e_n не только соответствующим образом расширяет ключевое пространство в схеме шифрования (11), но и в совокупности со значением S однозначно влияет на последующие значения ключа $k_1, k_2, \dots, k_l, \Delta$.

Алгоритм шифрования.

1. Создание общей памяти и числа d_e : пара Sender и Receiver формирует общую память. Одним из вариантов ее организации является возможность использования широкоэвещательной рассылки сообщений по открытым каналам связи. Таким образом, формируется определенная совокупность документов $D = \{d_1 \dots d_n\}$, $d_i \neq d_j$. После этого Sender и Receiver выбирают значение вектора $\{e\}_1^n$, который определяет d_e и первые n бит симметричного ключа из правой части выражения (11).

2. Выбор поля Галуа: с помощью документов из общей памяти Sender и Receiver выбирают число $p \sim 2^{64}$ и фиксируют GF_p , в котором будут производиться вычисления. Не ограничивая общности, считаем, что числовое значение секрета S принадлежит выбранному GF_p .

3. Sender создает в соответствии с выбранным значением d_e базис типа Фибоначчи $\{f(d_e)\}$, определяемый последовательностью $f_1(d_e)=1$, $f_2(d_e)=1+d_e$, $f_i(d_e)=f_{i-1}(d_e)+f_{i-2}(d_e)$ при $i>2$, до тех пор, пока $f_i(d_e)$ принадлежат выбранному полю Галуа.

4. Полученная ключевая последовательность $(k_1, k_2, \dots, k_l, \Delta)$ передается получателю.

Таким образом, в силу выражения (6), лемм 2, 3 и теоремы существует логарифмический по скорости алгоритм разложения S в базисе $\{f(d_e)\}$, дающий на выходе значения $k_1, k_2, \dots, k_l, \Delta$, определяющие симметричный ключ для шифрования и дешифрования.

Алгоритм дешифрования.

1. Аналогично п. 3 алгоритма шифрования Receiver по значениям вектора $\{e\}_1^n$ вычисляет величину d_e , строит базис $\{f(d_e)\}$.

2. Ключ $\{k_1, k_2, \dots, k_l, \Delta\}$ по формуле (6) восстанавливает секрет S .

Рассмотрим случай, когда числовое значение S выходит за рамки выбранного поля Галуа. Тогда двоичное значение S делится на блоки одинаковой длины, так чтобы числовое значение каждого блока укладывалось в выбранное поле Галуа, а к каждому отдельно взятому блоку применяются описанные выше алгоритмы шифрования и дешифрования.

Реализация алгоритмов и их статистические свойства. В схеме шифрования и дешифрования на основе представлений (6) и (11) не удастся аналитически получить минимальное значение Δ и проследить, как выбор параметризованного базиса влияет на величину Δ в выражении (6). Для уточнения взаимосвязи величин d_e и Δ был проведен эксперимент, содержащий следующие шаги.

1. Формирование $GF_p = \{0, 1, \dots, p-1\}$ и $p \sim 2^{64}$.

2. Выбор вектора $\{e\}_1^n = (e_1, \dots, e_n)$, с помощью которого из общей памяти $\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$ формируется параметризованный базис $\{f(d_e)\}$.

3. Расчет значения плотности укладки для полученного параметризованного базиса $\{f(d_e)\}$.

4. Решение аддитивной задачи разложения секрета с помощью „жадного“ алгоритма для всех целых чисел от 1 до $p-1$.

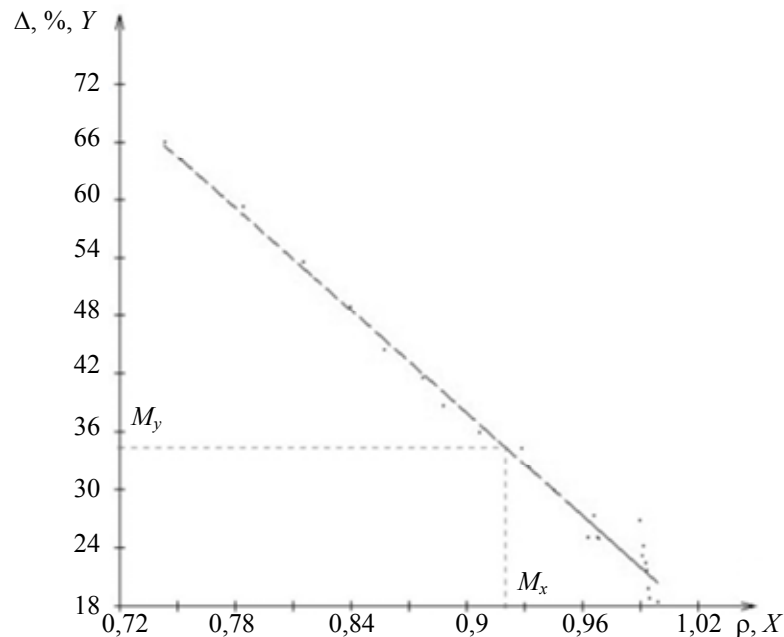
5. Определение количества случаев, когда $\Delta \neq 0$, для всех заданных секретов.

6. Определение коэффициентов ковариации и корреляции для двух заданных множеств X и Y , где $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ — множество всех значений ρ , $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$ — множество случаев появления остаточного слагаемого Δ (в процентах).

Согласно полученным значениям коэффициентов ковариации и корреляции существует определенная статистическая зависимость $\Delta(\rho)$, когда $\Delta \neq 0$, график которой приведен на рисунке.

Кроме того, согласно математически рассчитанному на основе результатов экспериментов значению коэффициента корреляции $|R| \sim 0,99$ существует весомая статистическая зави-

симость множества Y от множества X : с возрастанием плотности укладки уменьшается количество случаев появления слагаемого Δ при разложении заданного секрета S с помощью „жадного“ алгоритма.



Обсуждение результатов; заключение. Наличие общей памяти в рассмотренной криптосистеме, конечно, выходит за рамки шенноновской модели симметричного шифрования, однако не противоречит криптографической модели безопасности Долева — Яо [5] при соблюдении двух условий: во-первых, при возможности существования общей памяти и, во-вторых, при безопасной передаче первой части ключа $\{e_i\}_1^n = (e_1, \dots, e_n)$, определяющей необходимые для параметризованного базиса разложения.

К достоинствам приведенной криптосистемы можно отнести следующие:

- высокая логарифмическая скорость алгоритмов шифрования и дешифрования, а также масштабируемость длины ключа;
- возможность построения симметричного, масштабируемого по размеру ключа блочного, симметричного шифра с несколькими режимами работы алгоритма, в том числе и режимами зацепления блоков;
- возможность построения на основе блочного шифра с помощью стандартной схемы свертки блоков алгоритма хеширования для контроля достоверности передаваемой информации, где хэш-функция для пары Sender, Receiver строго индивидуальна, поскольку зависит от общей памяти этой и только этой пары.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Merkle D. R., Hellman M. Hiding information and signatures in trapdoor knapsacks // Information Theory. IEEE Transactions. 1978. P. 525—530.
2. Odlyzko A. M., Lagarias J. C. Solving low-density subset sum problems // J. Association Computing Machinery. 1985. Vol. 32, N 1. P. 229—246.
3. Coster M. J., Joux A., LaMacchia B. A. et al. Improved low-density subset sum algorithms // Computational Complexity. 1992. N 2. P. 111—128.
4. Александров А. В. Устойчивость SMT-протокола к атакам противника в модели безопасности Долева — Яо // Изв. вузов. Приборостроение. 2012. Т. 55, № 8. С. 60—64.
5. Dolev D., Yao A. On the security of public key protocols // IEEE Transact. on Information Theory. 1983. Vol. 29, N 2. P. 198—208.

Сведения об авторах

- Алексей Викторович Александров** — канд. физ.-мат. наук, доцент; ВлГУ, кафедра информатики и защиты информации; E-mail: alex_izi@mail.ru
- Александр Дмитриевич Метлинов** — аспирант; ВлГУ, кафедра информатики и защиты информации; E-mail: lexlotr@gmail.com

Рекомендована кафедрой информатики и защиты информации

Поступила в редакцию 14.07.14 г.

Ссылка для цитирования: Александров А. В., Метлинов А. Д. Симметричная рюкзачная криптосистема с общей памятью и плотностью укладки больше единицы // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 344—350.

SYMMETRIC KNAPSACK CRYPTOSYSTEM WITH SHARED MEMORY AND THE PACKING DENSITY ABOVE UNIT**A. V. Aleksandrov, A. D. Metlinov***Vladimir State University, 600000, Vladimir, Russia**E-mail: lexlotr@gmail.com*

A variant of symmetric knapsack cryptosystem with packing density above one is proposed. The latter feature makes the system resistant to L^3 -attack with polynomial speed characteristic developed by Lagarias and Odlyzko. The proposed algorithms of encryption and decoding are based on shared memory protocols and use Fibonacci-type basis.

Keywords: knapsack cryptosystem, shared memory, L^3 -attack, open communication channel, statistical properties, algorithms.

Data on authors

- Alexey V. Aleksandrov** — PhD, Associate Professor; Vladimir State University, Department of Information and Information Security; E-mail: alex_izi@mail.ru
- Alexander D. Metlinov** — Post-Graduate Student; Vladimir State University, Department of Information and Information Security; E-mail: lexlotr@gmail.com

Reference for citation: Aleksandrov A. V., Metlinov A. D. Symmetric knapsack cryptosystem with shared memory and the packing density above unit // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroyeniye. 2015. Vol. 58, N 5. P. 344—350 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-344-350

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 681.513.6
DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-351-361

ПРОСТЫЕ АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОГО И РОБАСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ КЛАССОМ ЛИНЕЙНЫХ ОБЪЕКТОВ С ПЕРЕМЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Д. Н. ГЕРАСИМОВ, М. В. ЛЫЗЛОВА, В. О. НИКИФОРОВ

*Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: lyzlovamv@yandex.ru*

Предлагаются два простых решения для задач адаптивного и робастного управления по состоянию линейным возмущенным объектом с переменными параметрами. Матрица состояния объекта представлена в нижней треугольной форме. Регулятор строится на основе метода стандартных характеристических полиномов с переменным среднегеометрическим корнем, формируемым в первом решении робастным алгоритмом адаптации, а во втором — нелинейной статической обратной связью. Регулятор обеспечивает ограниченность всех сигналов в замкнутой системе и экспоненциальное стремление выходного сигнала объекта к выходу эталонной модели.

Ключевые слова: адаптивное и робастное управление, линейная система с переменными параметрами.

Введение. Одним из актуальных направлений современной теории адаптивного и робастного управления является поиск путей снижения динамического порядка и уменьшения количества арифметических операций в законе управления. При этом упрощение структуры системы управления не должно препятствовать расширению класса объектов, для которых она создается. Особый интерес представляют именно простые схемы регуляторов, которые позволяют обеспечивать приемлемое качество управления широким классом объектов.

Большинство базовых решений задач адаптивного управления были получены для ограниченных классов объектов. Так, например, в известной литературе [1—3] представлены результаты для линейных стационарных объектов с измеряемым вектором состояния или описываемых строго положительно вещественными (СПВ) передаточными функциями. Если функция не будет обладать свойством СПВ, это может привести к существенному усложнению структуры регулятора (см., например, [4—10]). Так, в работе [10] показано, что динамический порядок адаптивных регуляторов с расширенной ошибкой равен $2n(n - m + 2) - 1$, алгоритмов высокого порядка — $2n(n - m + 2) - 1$, а регуляторов, использующих аналитические методы синтеза, — $3n + m + 2$, здесь n — степень знаменателя передаточной функции объекта управления, m — степень ее числителя.

Расширение известных результатов применительно к классу нестационарных линейных систем [11—13] или к задаче компенсации либо подавления внешних возмущений [14, 15] также приводит к значительному усложнению структуры регулятора, увеличению динамического порядка и количества арифметических операций в законе управления.

В связи с этим в теории адаптивных и робастных систем наметилась тенденция к созданию относительно простых алгоритмов управления. Однако представленные, например, в работах [16—20] простые решения, как правило, распространяются на стационарные линейные объекты.

В настоящей статье предлагаются два алгоритма адаптивного и робастного управления по состоянию нестационарным параметрически неопределенным линейным объектом, подверженным влиянию возмущений. В основе синтеза закона управления лежит идея, изложенная в работах [21, 22]. Идея состоит в замыкании объекта линейной обратной связью по состоянию с коэффициентами, определяемыми на основе метода стандартных характеристических полиномов, в которых среднегеометрический корень формируется двумя различными алгоритмами настройки и возрастает до тех пор, пока замкнутая система не станет устойчивой. Первый алгоритм представляет собой робастный алгоритм адаптации, второй — нелинейную статическую обратную связь; оба алгоритма управления подразумевают настройку всего одного параметра и в этом смысле являются простыми.

Постановка задачи. Рассмотрим линейный параметрически неопределенный нестационарный объект вида

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(t)x + Bu + \xi, & x(0), \\ y &= x_1, \end{aligned} \quad (1)$$

где $x \in R^n$ — вектор состояния; $u \in R^1$ — переменная управления; $y \in R^1$ — регулируемая переменная, желаемое изменение которой определяет содержание процесса управления; $\xi \in R^n : \|\xi\| \leq \bar{\xi}$ — возмущение, $\bar{\xi}$ — некоторая положительная константа; A, B — матрицы, определяемые как

$$A(t) = \begin{bmatrix} a_{1,1}(t) & 1 & 0 & \dots & 0 \\ a_{1,2}(t) & a_{2,2}(t) & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{1,n-1}(t) & a_{2,n-1}(t) & a_{3,n-1}(t) & \dots & 1 \\ a_{1,n}(t) & a_{2,n}(t) & a_{3,n}(t) & \dots & a_{n,n}(t) \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

где функции $a_{i,j}(t)$, $i = \overline{1, n}$, $j = \overline{1, n}$, полагаются неизвестными.

Характеристики класса объектов (1) ограничиваются следующими допущениями.

Допущение 1. Пара (A, B) является полностью управляемой.

Допущение 2. Вектор состояния доступен прямому измерению.

Допущение 3. Функции $a_i(t)$ ограничены, непрерывны и дифференцируемы.

Допущение 4. Производные $a_i^{(k)}(t)$, $k = \overline{1, n-1}$, ограничены и непрерывны.

Необходимо синтезировать закон управления, обеспечивающий в замкнутой системе ограниченность всех сигналов и выполнение следующего целевого неравенства:

$$\|y_M(t) - y(t)\| \leq \Delta \quad \forall t \geq T, \quad (2)$$

где $\Delta > 0$, $T > 0$ — максимальная ошибка и время настройки системы управления соответственно, $y_M \in R^1$ — желаемый выходной сигнал объекта, генерируемый эталонной моделью вида

$$\begin{aligned} \dot{x}_M(t) &= A_M x_M + B_M g(t), & x_M(0), \\ y_M(t) &= x_{M1}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $x_M \in R^n$ — вектор состояния эталонной модели, $g(t)$ — задающее воздействие,

$$A_M = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_{M0} & -a_{M1} & -a_{M2} & \cdots & -a_{Mn-1} \end{bmatrix}, \quad B_M = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ a_{M0} \end{bmatrix},$$

$a_{Mi}, i = \overline{0, n-1}$, — параметры эталонной модели, с помощью которых задаются желаемые динамические характеристики замкнутой системы.

Синтезируемый алгоритм управления должен обеспечивать возможность уменьшения величины Δ произвольным образом путем изменения коэффициентов регулятора.

Синтез адаптивного регулятора слежения. Рассмотрим простой закон адаптивного управления, обеспечивающий выполнение целевого условия (2):

$$u = K^T(\omega)e, \quad (4)$$

где $e = x_M - x$ — ошибка управления по состоянию; K — матрица обратных связей:

$$K(\omega) = \text{col}\{\omega^n, C_1\omega^{n-1}, C_2\omega^{n-2}, \dots, C_{n-1}\omega\}; \quad (5)$$

$C_i, i = \overline{1, n-1}$, — постоянные положительные коэффициенты произвольного гурвицевого полинома комплексной переменной s :

$$s^n + C_{n-1}s^{n-1} + C_{n-2}s^{n-2} + \dots + C_2s^2 + C_1s + 1;$$

ω — скалярный параметр регулятора, генерируемый одним из следующих алгоритмов:

а) алгоритмом адаптации с линейной обратной связью

$$\dot{\omega} = -\sigma\omega + \gamma\varepsilon^2, \quad \omega(0); \quad (6 \text{ а})$$

б) алгоритмом статической нелинейной обратной связи

$$\omega = \gamma\varepsilon^2, \quad (6 \text{ б})$$

где $\varepsilon = y_M - y$ — ошибка управления по выходу; γ, σ — положительные константы, $\gamma > \sigma$.

Для анализа устойчивости замкнутой системы построим модель ошибки управления. Учитывая выражения (1) и (3), получаем

$$\dot{e} = \dot{x}_M - \dot{x} = Ae - Bu + (A_M - A)x_M + B_M g - \xi.$$

Введем обозначение $\chi = (A_M - A)x_M + B_M g - \xi$, тогда модель ошибки примет следующий вид:

$$\dot{e} = A(t)e - Bu + \chi. \quad (7)$$

В силу устойчивости эталонной модели (3) и ограниченности сигналов g и ξ сигнал χ является ограниченным. Сформируем уравнение замкнутой системы, подставив выражение (4) в формулу (7):

$$\dot{e} = F(\omega, t)e + \chi, \quad (8)$$

где $F(\omega, t) = A(t) - BK^T(\omega)$ — матрица замкнутой системы.

Структура предложенного регулятора формируется на основе широко известного в классической теории метода модального управления, при этом единственным настраиваемым параметром регулятора является среднегеометрический корень ω . Значение ω увеличивается согласно выражениям (6 а) или (6 б) до тех пор, пока замкнутая система не станет устойчивой, и ошибка ε не „уйдет“ в ограниченную окрестность нулевого положения равновесия. В алгоритме (6 а) слагаемое $\gamma\varepsilon^2$ „отвечает“ за рост ω , вызванный ненулевой ошибкой ε , а слагаемое $-\sigma\omega$ ограничивает увеличение значения ω , что важно при практической реализации. В алгоритме (6 б) статическая обратная связь, с одной стороны, ограничивает рост ω при $\varepsilon \rightarrow 0$, а с другой — позволяет увеличить ω при росте амплитуды ошибки и обеспечить ее ограниченность.

Основной проблемой предложенного решения является нестационарность замкнутой системы, вызванная изменениями значения ω и параметров объекта и затрудняющая анализ ее устойчивости.

Подтвердим приведенные выше рассуждения строгими доказательствами, для чего сформулируем следующее утверждение.

Утверждение. Невозмущенная замкнутая система

$$\dot{e} = F(\omega, t)e, \quad (9)$$

в которой параметр ω генерируется алгоритмами (6 а) или (6 б), обладает следующими свойствами:

— все сигналы ограничены;

— выходной сигнал системы $\varepsilon = e_1 = y_M - y$ экспоненциально стремится к ограниченной окрестности нулевого положения равновесия.

Матрица $F(t)$ может быть представлена как

$$F(t) = G(\omega(t)) + \tilde{A}(t), \quad (10)$$

где

$$\tilde{A}(t) = \begin{bmatrix} a_{1,1}(t) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ a_{1,2}(t) & a_{2,2}(t) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{1,n-1}(t) & a_{2,n-1}(t) & a_{3,n-1}(t) & \dots & 0 \\ a_{1,n}(t) & a_{2,n}(t) & a_{3,n}(t) & \dots & a_{n,n}(t) \end{bmatrix},$$

$$G(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\omega^n & -C_1\omega^{n-1} & -C_2\omega^{n-2} & \dots & -C_{n-1}\omega \end{bmatrix}.$$

Отметим, что в силу структуры фробениусовой матрицы G ее собственные числа определяются как $\lambda_i = -q_i\omega$, $i = \overline{1, n}$, где q_i — константы.*

* Доказательство приводится, без потери общности, для некратных вещественных собственных чисел матрицы $G(t)$.

Доказательство. Преобразуем систему (9) к эквивалентной форме с помощью диагональной матрицы $Q(\omega) = \text{diag}\{\omega^i, i = \overline{0, n-1}\}$. Введем вектор состояния $z = Q^{-1}x$ и с учетом выражений (9), (10) получим

$$\dot{z} = \left(\hat{A}(\omega, t) - L \frac{\dot{\omega}}{\omega^2} + \bar{G} \right) \omega z, \tag{11}$$

где $L = \text{diag}\{0, 1, \dots, n-1\}$; G — гурвицева матрица:

$$\bar{G} = G(\omega) \Big|_{\omega=1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -1 & -C_1 & -C_2 & \dots & -C_{n-1} \end{bmatrix},$$

$$\hat{A}(\omega, t) = \begin{bmatrix} \frac{a_{1,1}(t)}{\omega} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \frac{a_{1,2}(t)}{\omega^2} & \frac{a_{2,2}(t)}{\omega} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{a_{1,n-1}(t)}{\omega^{n-1}} & \frac{a_{2,n-1}(t)}{\omega^{n-2}} & \frac{a_{3,n-1}(t)}{\omega^{n-3}} & \dots & 0 \\ \frac{a_{1,n}(t)}{\omega^n} & \frac{a_{2,n}(t)}{\omega^{n-1}} & \frac{a_{3,n}(t)}{\omega^{n-2}} & \dots & \frac{a_{n,n}(t)}{\omega} \end{bmatrix}.$$

Далее покажем, что

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \left(\hat{A}(\omega, t) - L \frac{\dot{\omega}}{\omega^2} + \bar{G} \right) = \bar{G}. \tag{12}$$

Согласно определению матрицы $\hat{A}(\omega, t)$ и допущению 1 она стремится к нулевой матрице при $\omega \rightarrow \infty$.

Для доказательства того, что величина $\dot{\omega} / \omega^2$ стремится к нулю при $\omega \rightarrow \infty$, воспользуемся леммой Барбалата [23], в рамках которой должны выполняться два условия:

- 1) интеграл $\int_0^t \dot{\omega}(\tau) / \omega^2(\tau) d\tau$ ограничен;
- 2) $\dot{\omega} / \omega^2 \in \mathcal{L}_1 \forall t \in [0, \infty)$.

Согласно выражению (6 а) или (6 б) величина ω положительна $\forall t \geq 0$ и $y \neq 0$. Следовательно,

$$\int_0^t \frac{\dot{\omega}(\tau)}{\omega(\tau)} d\tau = \frac{1}{\omega(0)} - \frac{1}{\omega(t)} \leq \frac{1}{\omega(0)}.$$

Приведенный интеграл ограничен снизу, так как в противном случае $\omega(t) = 0$, что соответствует $\varepsilon(t) = 0$ (см. формулы (6 а) и (6 б)) и целевому условию (2).

В силу допущений 3 и 4, а также отсутствия в системе (9) функций с разрывами первого или второго рода, в которых не существует пределов, функция $\dot{\omega} / \omega^2$ также не содержит

указанных разрывов. Следовательно, остается доказать, что функция $\dot{\omega} / \omega^2$ не содержит разрывов второго рода с бесконечными правыми или левыми пределами, т.е. „не уходит“ в бесконечность за конечное время. Приведем доказательство от противного. Пусть, например,

$$\lim_{t \rightarrow t_1^-} (\dot{\omega} / \omega^2) = +\infty,$$

где $t_1 \in [0, \infty)$ — некоторый момент времени, тогда

$$\lim_{t \rightarrow t_1^-} \dot{\omega}(t) = +\infty. \tag{13}$$

Следовательно, в силу выражения (6 а) или (6 б)

$$\left. \begin{aligned} \lim_{t \rightarrow t_1^-} \varepsilon(t) &= +\infty; \\ \lim_{t \rightarrow t_1^-} \dot{\varepsilon}(t) &= \lim_{t_1 - t_2 \rightarrow 0} \frac{\varepsilon(t_1) - \varepsilon(t_2)}{t_1 - t_2} = +\infty; \\ \dots\dots\dots \\ \lim_{t \rightarrow t_1^-} \varepsilon^{(n)}(t) &= \lim_{t_1 - t_2 \rightarrow 0} \frac{\varepsilon^{(n-1)}(t_1) - \varepsilon^{(n-1)}(t_2)}{t_1 - t_2} = +\infty, \end{aligned} \right\} \tag{14}$$

где $t_2 \in [0, t_1)$ — некоторый момент времени.

Далее, перепишем модель (9) в форме вход — выход, приняв в качестве выхода первую компоненту вектора e , т.е. $\varepsilon = e_1$:

$$\begin{aligned} &\varepsilon^{(n)} + \left(C_{n-1}\omega + f_1(\bar{a}_{l,m}^{(0)}) \right) \varepsilon^{(n-1)} + \left(C_{n-2}\omega^2 + f_2(\bar{a}_{l,m}^{(1)}, \omega) \right) \varepsilon^{(n-2)} + \dots \\ &\dots + \left(C_{n-k}\omega^k + f_k(\bar{a}_{l,m}^{(k-1)}, \bar{\omega}^{k-1}) \right) \varepsilon^{(n-k)} + \dots + \left(C_1\omega^{n-1} + f_{n-1}(\bar{a}_{l,m}^{(n-2)}, \bar{\omega}^{n-2}) \right) \dot{\varepsilon} + \\ &\quad + \left(\omega^n + f_n(\bar{a}_{l,m}^{(n-1)}, \bar{\omega}^{n-1}) \right) \varepsilon = 0, \end{aligned} \tag{15}$$

где $f_i, i = \overline{1, n}$, — функции, содержащие только сумму и произведение своих аргументов (без возведения в степень); $\bar{a}_{l,m}^{(\rho)}$, $l = \overline{1, n}$, $m = \overline{1, n}$, — множество параметров матрицы A и их производных от первой до ρ -й степени; $\bar{\omega}^\rho$ — множество величин ω , возведенных в степени от первой до ρ -й.

Важно отметить, что если выполняются условия (13) и (14), а параметр ω положителен, то нарушается тождество (15). Следовательно, предел $\lim_{t \rightarrow t_1^-} (\dot{\omega} / \omega^2)$ ограничен. Аналогично

можно доказать, что ограничен и предел $\lim_{t \rightarrow t_1^+} (\dot{\omega} / \omega^2)$.

Итак, показано, что функция $\dot{\omega} / \omega^2$ стремится к нулю при $\omega \rightarrow \infty$.

Следствие. Система (9) (или, что то же самое, (11)) является полной.

Таким образом, показано, что выполняется равенство (12), т.е. при достаточно больших значениях ω вектор состояния z генерируется моделью

$$\dot{z} = \bar{G}\omega z, \tag{16}$$

которая аппроксимирует модель (11).

Продолжая доказательство утверждения, введем функцию Ляпунова вида

$$V = z^T W^T W z,$$

где

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ -q_1 & -q_2 & \dots & -q_n \\ (-q_1)^2 & (-q_2)^2 & \dots & (-q_n)^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (-q_1)^{n-1} & (-q_2)^{n-1} & \dots & (-q_n)^{n-1} \end{bmatrix}$$

— матрица Вандермонда, содержащая собственные числа матрицы \bar{G} .

Дифференцируя V с учетом выражения (11), получаем

$$\dot{V} = z^T \left(\hat{A}(\omega, t) - L \frac{\dot{\omega}}{\omega^2} + \bar{G} \right)^T W^T W z \omega + z^T W^T W \left(\hat{A}(\omega, t) - L \frac{\dot{\omega}}{\omega^2} + \bar{G} \right) \omega z.$$

Учитывая свойство диагональности матрицы Вандермонда $\bar{G} = W^{-1} \Lambda W$, где $\Lambda = \text{diag} \{-q_i\}$, $i = \overline{1, n}$, и используя новую переменную $\bar{z} = Wz$, окончательно получаем

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \bar{z}^T \left(W \hat{A}(\omega, t) W^{-1} - WL \frac{\dot{\omega}}{\omega^2} W^{-1} + \Lambda \right)^T \bar{z} \omega + \\ & + \bar{z}^T \left(W \hat{A}(\omega, t) W^{-1} - WL \frac{\dot{\omega}}{\omega^2} W^{-1} + \Lambda \right) \omega \bar{z}. \end{aligned} \quad (17)$$

Как было показано выше, если $\omega \rightarrow \infty$, то величины $\hat{A}(\omega, t)$ и $\dot{\omega} / \omega^2$ стремятся к нулевым значениям. Следовательно,

$$\dot{V} \rightarrow \dot{V}_0 \approx 2\omega \bar{z}^T \Lambda \bar{z} < -2\omega \min_i \{q_i\} V \leq 0 \text{ при } \omega \rightarrow \infty \quad (18 \text{ а})$$

или

$$V \rightarrow V_0 \leq \exp \left(-2 \min_i \{q_i\} \int_0^t \omega(\tau) d\tau \right) V(0). \quad (18 \text{ б})$$

При достаточно больших, но конечных значениях ω функция \dot{V} остается отрицательной. Как следствие, величина $\|\bar{z}\| \rightarrow 0$ экспоненциально при достаточно больших значениях ω . Так как преобразования $\bar{z} = Wz$ и $z = Q^{-1}(\omega)e$ эквивалентны, то $\|e\|$ также стремится к нулю экспоненциально.

Важно отметить, что поскольку $\|e\|$ уменьшается, то в соответствии с выражением (6 а) или (6 б) значение ω также уменьшается, что ведет к большой ошибке аппроксимации (16) и нарушению условий (18 а) и (18 б). Таким образом, нарушается устойчивость системы, величина ошибки $\varepsilon = e_1$ возрастает, что приводит к увеличению ω . При этом существует такое пороговое значение ω_0 и такой момент времени t^* , что при $\omega \geq \omega_0$ производная функции Ляпунова отрицательна, откуда следует устойчивость системы (9) при $t \geq t^*$.

В силу полноты системы (9) (см. следствие) ее траектории не „уходят“ в бесконечность при $t < t^*$, в связи с чем устойчивость данной системы и, как следствие, ограниченность всех сигналов гарантируются на интервале времени $t \in [0, \infty)$. \square

З а м е ч а н и е. Так как свойство экспоненциальной устойчивости является робастным по отношению к внешним возмущениям и вариациям параметров, то из экспоненциальной

устойчивости системы (13) следует, что выходной сигнал возмущенной системы (8) экспоненциально стремится к окрестности нулевого положения равновесия. При этом достаточно большое значение $\dot{\omega}$ обеспечивается алгоритмом (6 а) или (6 б).

Моделирование. В качестве примера рассмотрим задачу управления неустойчивым параметрически неопределенным объектом:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= (1,1\sin(0,8t)+4)x_1 + x_2 + \xi_1, \\ \dot{x}_2 &= 1,4\cos(0,4t)x_1 + \cos(0,5t)x_2 + u + \xi_2,\end{aligned}$$

где $\xi^T = [\xi_1 \ \xi_2]^T = [0 \ 0,5\sin t]^T$ — возмущение.

Начальные условия объекта: $x^T(0) = [1, 0]^T$. Закон управления (4)—(6) представляется в следующем виде:

$$u = \omega^2 e_1 + 2,5\omega e_2,$$

где $e_1 = \varepsilon = y_M - y = x_{1M} - x_1$, $e_2 = x_{2M} - x_2$.

Проведем моделирование системы для двух алгоритмов формирования параметра ω :

а) алгоритма адаптации с линейной обратной связью

$$\dot{\omega} = -0,15\omega + \gamma\varepsilon^2, \quad \omega(0);$$

б) алгоритма адаптации со статической нелинейной обратной связью

$$\dot{\omega} = \gamma\varepsilon^2.$$

Эталонную модель зададим следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned}\dot{x}_{1M} &= x_{2M}, \\ \dot{x}_{2M} &= -x_{1M} - 2x_{2M} + g,\end{aligned}$$

где $g = 10\sin t$.

Результаты моделирования представлены графиками переходных процессов в адаптивной системе управления, замкнутой алгоритмом адаптации с линейной обратной связью (рис. 1) и со статической нелинейной обратной связью (рис. 2), для $\gamma = 200$.

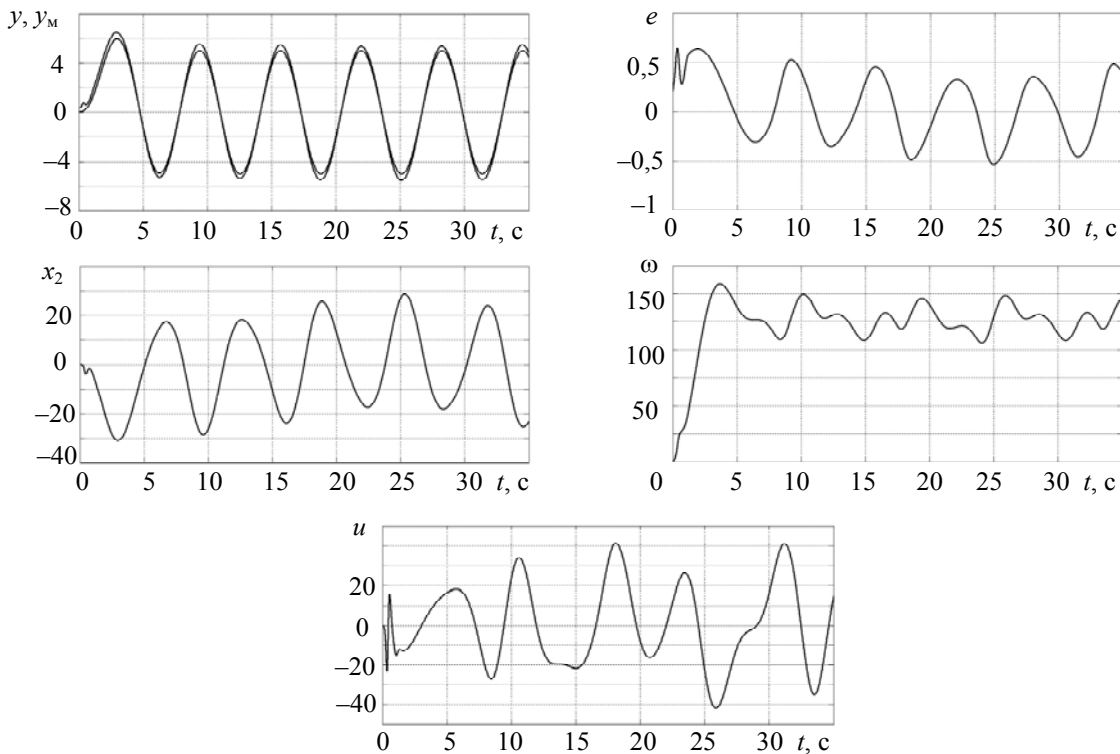


Рис. 1

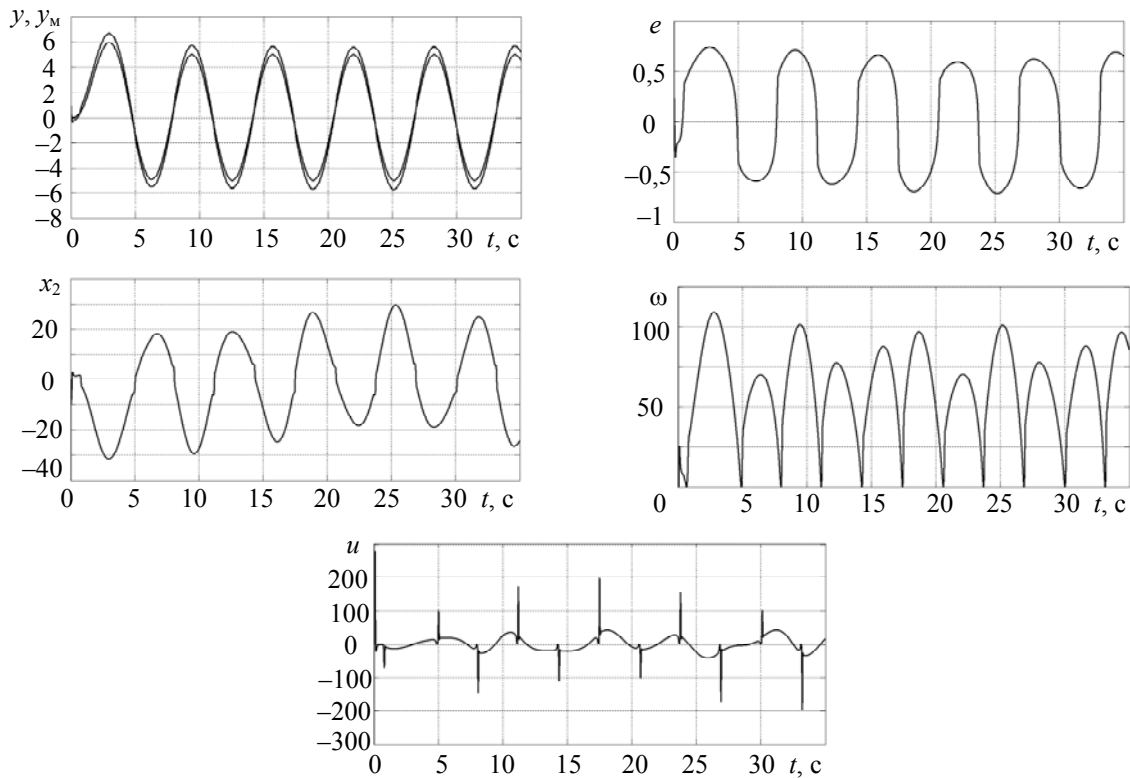


Рис. 2

Результаты моделирования иллюстрируют работоспособность алгоритмов управления, ограниченность всех сигналов в системе и сходимость ошибки управления ε к окрестности нулевого положения равновесия.

Заключение. Предложены алгоритмы адаптивного и робастного управления по состоянию параметрически неопределенным нестационарным возмущенным объектом с относительной степенью, равной порядку системы. Закон управления имеет простую структуру и гарантирует ограниченность всех сигналов в замкнутой системе, а также экспоненциальное стремление ошибки ε к нулевому положению равновесия.

Статья подготовлена по результатам работы, выполненной при государственной финансовой поддержке ведущих университетов Российской Федерации (субсидия 074-U01) и поддержке Министерства образования и науки РФ (проект 14.Z50.31.0031).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фомин В. Н., Фрадков А. Л., Якубович В. А. Адаптивное управление динамическими объектами. М.: Наука, 1981. 448 с.
2. Фрадков А. Л. Адаптивное управление в сложных системах: бесперебойные методы. М.: Наука, 1990. 296 с.
3. Narendra K. S., Annaswamy A. M. Stable Adaptive Systems. N. J.: Prentice-Hall, 1989. 495 p.
4. Feuer A., Morse A. S. Adaptive control of single-input, single-output linear systems // IEEE Trans. on Automatic control. 1978. Vol. 23. P. 557—569.
5. Никифоров В. О., Фрадков А. Л. Системы адаптивного управления с расширенной ошибкой // Автоматика и телемеханика. 1994. № 9. С. 3—22.
6. Morse A. S. High-order parameter tuners for the adaptive control of nonlinear systems // Proc. of the US—Italy Joint Seminar on Systems, Models and Feedback Theory and Applicators. 1992. Capri, Italy. P. 20—26.
7. Ortega R. On Morse's new adaptive controller: parameter convergence and transient performance // IEEE Trans. on Automatic Control. 1993. Vol. 38, N 8. P. 1191—1202.
8. Nikiforov V. O. Robust high-order tuner of simplified structure // Automatica. 1999. Vol. 35, N 8. P. 1409—1415.

9. Krstic M., Kanellakopoulos, I., Kokotovic P. Nonlinear and Adaptive Control Design. N. Y.: Wiley, 1995. 563 p.
10. Мирошник И. В., Никифоров В. О., Фрадков А. Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб: Наука, 2000. 549 с.
11. Tsakalis K. S., Ioannou P. A. Linear Time Varying Plants: Control and Adaptation N. J.: Prentice-Hall, 1993. 195 p.
12. Tsakalis K. S., Ioannou P. A. Adaptive control of linear time varying systems // Proc. of the 35th Conf. on Decision and Control. 1996. Japan. P. 837—842.
13. Marino R., Tomei P. Adaptive control of linear time-varying systems // Automatica. 2003. Vol. 39. P. 651—659.
14. Никифоров В. О. Нелинейная система управления с компенсацией внешних детерминированных возмущений // Изв. РАН. Теория и системы управления. 1997. № 4. С. 69—73.
15. Никифоров В. О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений. СПб: Наука, 2003. 282 с.
16. Barkana I. Simple adaptive control — a stable direct model reference adaptive control methodology — brief survey // J. Adapt. Control Signal Process. 2013. Vol. 28, iss. 7—8. P. 567—603.
17. Barkana I. Classical and simple adaptive control for non-minimum phase autopilot design // J. of Guidance, Control and Dynamics. 2005. Vol. 28. P. 631—638.
18. Ilchmann A., Ryan E. P. High-gain control without identification: a survey // GAMM-Mitteilungen. 2008. Vol. 31. P. 115—125.
19. Ilchmann A., Ryan E. P., Townsend P. Tracking control with prescribed transient behavior for systems of known relative degree // Systems & Control Letters. 2006. Vol. 55. P. 396—406.
20. Ben Yamin R., Yaesh I., Shaked U. Simplified adaptive control with guaranteed H^∞ performance // Adaptation and Learning in Control and Signal Processing. 2007. Vol. 9. P. 351—356.
21. Герасимов Д. Н., Никифоров В. О. Адаптивный регулятор стабилизации простой структуры // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 5. С. 48—52.
22. Gerasimov D. N., Nikiforov V. O. Simple adaptive output control of linear systems // Proc. of Multi-Conference on Systems and Control. 2014. P. 566—571.
23. Khalil K. K. Nonlinear systems. N. J.: Prentice-Hall, 2002. 750 p.

Сведения об авторах

- Дмитрий Николаевич Герасимов** — канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, кафедра систем управления и информатики; E-mail: gerasimovdn@mail.ru
- Мария Владимировна Лызлова** — магистр; Университет ИТМО, кафедра систем управления и информатики; E-mail: lyzlovamv@yandex.ru
- Владимир Олегович Никифоров** — д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО; проректор по научной работе; E-mail: nikiforov@mail.ifmo.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики

Поступила в редакцию
02.02.15 г.

Ссылка для цитирования: Герасимов Д. Н., Лызлова М. В., Никифоров В. О. Простые алгоритмы адаптивного и робастного управления классом линейных объектов с переменными параметрами // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 351—361.

SIMPLE ALGORITHMS OF ADAPTIVE AND ROBUST CONTROL OVER A CLASS OF LINEAR TIME-VARYING OBJECTS

D. N. Gerasimov, M. V. Lyzlova, V. O. Nikiforov

ITMO University, 197101, Saint Petersburg, Russia
E-mail: lyzlovamv@yandex.ru

Two simple solutions to the problem of adaptive state-feedback control are proposed for a class of time-variant linear objects. State matrix is presented in the low triangular form. The control design is based on standard pole placement approach with variable average radius of roots distribution. The radius is generated by robust adaptation algorithm in the first solution and by nonlinear static feedback in the

second one. The control provides the boundedness of all signals in the closed-loop system and exponential convergence of the object output signal to output signal of reference model.

Keywords: adaptive and robust control, linear time-variant system.

Data on authors

- Dmitry N. Gerasimov** — PhD, Associate Professor; ITMO University, Department of Control Systems and Informatics; E-mail: gerasimovdn@mail.ru
- Mariya V. Lyzlova** — Graduate Student; ITMO University, Department of Control Systems and Informatics; E-mail: lyzlovamv@yandex.ru
- Vladimir O. Nikiforov** — Dr. Sci., Professor; ITMO University, Vice-Rector for Research; E-mail: nikiforov@mail.ifmo.ru

Reference for citation: *Gerasimov D. N., Lyzlova M. V., Nikiforov V. O.* Simple algorithms of adaptive and robust control over a class of linear time-varying objects // *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroenie*. 2015. Vol. 58, N 5. P. 351—361 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-351-361

СИНТЕЗ ИНВЕРСНО-СОПРЯЖЕННЫХ ДВОИЧНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Д. А. ОРЛОВА¹, А. А. ОЖИГАНОВ²

¹НТЦ „Протей“, 194044, Санкт-Петербург, Россия

²Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия

E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru

Предложен алгоритм, обеспечивающий синтез двоичных последовательностей, пригодных для формирования структуры информационного рисунка кодовой дорожки инверсно-сопряженной шкалы. Использование предложенного алгоритма в программе, работающей в многопоточном режиме, значительно сокращает время вычислений, что обеспечивается отсутствием связи между синтезом отдельных последовательностей и проверкой кодовых комбинаций на различимость. Инверсно-сопряженные двоичные последовательности могут использоваться при построении 4-, 5- и 6-разрядных инверсно-сопряженных кодовых шкал, а также 8—16-разрядных псевдорегулярных кодовых шкал.

Ключевые слова: алгоритм, инверсно-сопряженная двоичная последовательность, кодовая шкала, считывающие элементы, цифровой преобразователь угла.

Возможности использования инверсно-сопряженных двоичных последовательностей (ИСДП) $\{a_j\}$, $j=0,1, \dots, L-1$, с длиной периода $L=2^n$, $n=4, 5, 6$, при построении кодовых шкал (КШ) цифровых преобразователей угла (ЦПУ) рассматриваются в работе [1]. В частности, предлагается формировать единственную (как и в рекурсивных кодовых шкалах [2]) информационную кодовую дорожку (КД) шкалы в соответствии с символами ИСДП, а сами шкалы называть инверсно-сопряженными кодовыми шкалами (ИСКШ). При таком подходе снижается трудоемкость изготовления КШ за счет меньшего числа границ смены кода [3], а также повышается технологичность ЦПУ вследствие размещения считывающих элементов (СЭ) вдоль информационной КД с постоянным шагом k , отличным от единичного и кратным разрешающей способности шкалы $\delta=360^\circ/L$.

Расчетные характеристики, используемые при построении 4-, 5- и 6-разрядных ИСКШ, приведены в таблице.

Разрядность ИСКШ n	Общее число ИСДП	Шаг размещения СЭ k	Число ИСДП, пригодных для построения ИСКШ
4	32	2	32
5	16 384	2	256
		6	256
6	1 073 741 824 ($\approx 10^9$)	2	24 576
		6	24 576
		10	24 576

Как видно из таблицы, общее число ИСДП достаточно велико и быстро возрастет с увеличением разрядности шкалы. Однако не все последовательности из общего их числа могут быть пригодны для построения ИСКШ. Это связано с тем, что последовательность должна удовлетворять требованию различимости кодовых комбинаций, считываемых со шкалы при постоянном шаге размещения СЭ. Примеры ИСДП с длиной периода, равной 16, 32 и 64 двоичным символам, приведены в работе [1], однако алгоритм их построения не раскрыт.

В связи с этим актуальной является задача синтеза алгоритма, обеспечивающего построение ИСДП, пригодных для формирования структуры информационной КД шкалы.

При разработке алгоритма был использован следующий подход к получению полного набора ИСДП с заданной длиной периода.

Вначале формируется последовательность $\{a_j\}$ вида $0(0\dots 0)01(1\dots 1)1$, где $(0\dots 0)$ и $(1\dots 1)$ — комбинации длиной L_0 нулей и единиц при $L_0=2^{n-1}-2$. Двоичную комбинацию $P=(a_1\dots a_{L/2-2})$ из первой половины последовательности (фрагмента A) будем называть порождающей последовательностью.

Далее путем прибавления единицы к порождающей последовательности P вычисляется ее новое значение и формируется инверсия полученного результата \bar{P} .

Каждая последующая ИСДП $\{a_j\}$ формируется посредством конкатенации: $0P01\bar{P}1$.

Также при решении задачи были использованы следующие особенности построения ИСКШ [1]:

— считывающие элементы должны размещаться вдоль КД шкалы с шагом $k=2+4i$, где $i=0,1,2, \dots, k \leq (L-1)/(n-1)$;

— информационная КД шкалы должна выполняться в соответствии с символами прямой и зеркальной ИСДП, которые наносятся на дорожку или по ходу, или против хода часовой стрелки соответственно.

Для решения задачи достаточно проверить на различимость кодовых комбинаций только одну из данных последовательностей. При синтезе ИСДП комбинация P изменена путем прибавления единицы, а вторая половина последовательности (фрагмент B) получается посредством инверсии фрагмента A . Исследования показали, что именно проверка кодовых комбинаций на различимость является одним из факторов, существенно влияющих на объем вычислительных затрат. Поэтому было решено получать комбинации поэтапно и проверять каждую вновь полученную на отличие от комбинаций, сформированных ранее.

В дополнение к этому за счет инверсии фрагмента B по отношению к фрагменту A при проверке на различимость достаточно проанализировать комбинации, получаемые при смещении первого элемента комбинации относительно начала последовательности, т.е. от 0 до $L/2-1$, так как последующие комбинации будут инверсией уже полученных.

С учетом вышеизложенного был разработан алгоритм синтеза набора ИСДП, пригодных для формирования структуры информационной кодовой дорожки ИСКШ.

Алгоритм включает в себя следующие шаги.

Шаг 1. В соответствии с необходимой разрядностью ИСКШ выбирается значение n , равное 4, 5 или 6.

Шаг 2. Устанавливается значение порождающей последовательности $P=0$.

Шаг 3. Формируется зеркальная последовательность P_3 по отношению к порождающей последовательности P .

Шаг 4. Проводится сравнение порождающей и зеркальной последовательностей: если $P \leq P_3$, то осуществляется переход к шагу 5, иначе — к шагу 11.

Шаг 5. Формируется ИСДП $\{a_j\}$: это достигается добавлением нуля слева и справа к последовательности P , добавлением единицы слева и справа к последовательности \bar{P} и конкатенацией полученных результатов, т.е. $0P01\bar{P}1$.

Шаг 6. Устанавливается начальный ($i=0$) шаг размещения СЭ, т.е. $k=2$.

Шаг 7. Осуществляется проверка последовательности на различимость кодовых комбинаций с заданным шагом k размещения СЭ; если значение k удовлетворяет проверке на различимость комбинаций для текущей последовательности, то осуществляется переход к шагу 11, в противном случае — к шагу 8.

Шаг 8. Устанавливается значение $i=1$, т.е. $k=6$.

Шаг 9. Устанавливается значение $i = i + 1$.

Шаг 10. Осуществляется проверка, не превышает ли полученное значение k максимально возможного для заданной разрядности n ИСДП, т.е. $k \leq (L-1)/(n-1)$; если не превышает, то осуществляется переход к шагу 7, в противном случае — к шагу 12.

Шаг 11. Осуществляется вывод ИСДП $\{a_j\}$.

Шаг 12. Значение порождающей последовательности P увеличивается на единицу, т.е. $P = P + 1$.

Шаг 13. Полученное значение P сравнивается с величиной 2^{L_0} : если оно меньше или равно $2^{L_0} - 1$, то осуществляется переход к шагу 3, в противном случае — завершение алгоритма.

Разработанный алгоритм позволяет получить полный набор ИСДП, пригодных для формирования структуры информационного рисунка кодовой дорожки ИСКШ. При этом возможно использование алгоритма в программе, работающей в многопоточном режиме, что значительно сокращает время вычислений. Это возможно за счет того, что синтез отдельных ИСДП и проверка кодовых комбинаций на различимость не связаны.

Результаты проведенных исследований могут быть использованы при построении 4-, 5- и 6-разрядных ИСКШ, а также 8—16-разрядных псевдорегулярных кодовых шкал [4—9].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ожиганов А. А., Ростовский К. М. Кодовые шкалы на основе инверсно-сопряженных двоичных последовательностей // Изв. вузов. Приборостроение. 2014. Т. 57, № 4. С. 74—78.
2. Азов А. К., Ожиганов А. А., Тарасюк М. В. Рекурсивные кодовые шкалы // Информационные технологии. 1998. № 6. С. 39—43.
3. Домрачев В. Г., Мейко Б. С. Цифровые преобразователи угла: принципы построения, теория точности, методы контроля. М.: Энергоатомиздат, 1984. 328 с.
4. Ожиганов А. А., Прибыткин П. А. Кодовые шкалы на основе композиции нелинейных рекуррентных последовательностей // Тр. Нижегород. гос. техн. ун-та им. Р. Е. Алексеева. 2010. № 4(83). С. 309—316.
5. Ожиганов А. А., Прибыткин П. А. Псевдорегулярные кодовые шкалы для цифровых преобразователей угла // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. 2011. № 1(71). С. 67—72.
6. Пат. 2434323 РФ, МПК Н03М 1/22, G06F 5/00. Рекурсивная кодовая шкала / В. А. Шубарев, А. А. Ожиганов, П. А. Прибыткин, В. В. Павлов. Заявл. 16.08.2010; опубл. 20.11.2011. Б.И. № 32.
7. Пат. 2444126 РФ, МПК Н03М 1/22. Рекурсивная кодовая шкала / В. А. Шубарев, А. А. Ожиганов, П. А. Прибыткин, В. В. Павлов. Заявл. 22.11.2010; опубл. 27.02.2012. Б.И. № 6.
8. Пат. 2446557 РФ, МПК Н03М 1/22. Рекурсивная кодовая шкала / В. А. Шубарев, А. А. Ожиганов, П. А. Прибыткин, В. В. Павлов. Заявл. 17.03.2011; опубл. 27.03.2012. Б.И. № 9.
9. Пат. 2450437 РФ, МПК Н03М 1/22. Рекурсивная кодовая шкала / В. А. Шубарев, А. А. Ожиганов, П. А. Прибыткин, В. В. Павлов. Заявл. 29.04.2011; опубл. 10.05.2012. Б.И. № 13.

Сведения об авторах

- Дина Андреевна Орлова** — НТЦ „Протей“, инженер-программист; E-mail: orlova.dina.a@gmail.com
Александр Аркадьевич Ожиганов — д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО, кафедра вычислительной техники; E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники
Университета ИТМО

Поступила в редакцию
03.03.15 г.

Ссылка для цитирования: Орлова Д. А., Ожиганов А. А. Синтез инверсно-сопряженных двоичных последовательностей // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 362—365.

SYNTHESIS OF INVERSE-CONJUGATE BINARY SEQUENCES

D. A. Orlova¹, A. A. Ozhiganov²¹Protei Ltd, 194044, Saint Petersburg, Russia²ITMO University, 197101, Saint Petersburg, Russia

E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru

An algorithm is proposed for synthesis of binary sequence applicable for forming inverse-conjugate scale code track information pattern. Application of the algorithm in a multithreading mode operating program is reported to reduce significantly the computation time due to the fact that synthesis of individual sequence and distinguishability test of code combinations are not connected. It is noted that inverse-conjugate binary sequences may be used for development of 4-, 5- and 6-bit inverse-conjugate code scales, as well as of 8—16-bit pseudo-regular code scales.

Keywords: algorithm, inverse-conjugated binary sequences, coding scale, scanning unit, digital angle converter.

Data on authors**Dina A. Orlova**

— Protei Ltd; Software Engineer; E-mail: orlova.dina.a@gmail.com

Alexander A. Ozhiganov

— Dr. Sci., Professor; ITMO University, Department of Computation Technologies; E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru

Reference for citation: Orlova D. A., Ozhiganov A. A. Synthesis of inverse-conjugate binary sequences // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroenie. 2015. Vol. 58, N 5. P. 362—365 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-362-365

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ТОЧНОСТИ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ АВТОНОМНОЙ НАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

А. Д. ГОЛЯКОВ, И. В. ФОМИНОВ

*Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 197198, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: i.v.fominov@gmail.com*

На основе аналитических оценок точности автономной навигации космических аппаратов предложена методика определения требований к точности дополнительных измерительных средств адаптивного бортового информационно-измерительного комплекса в условиях воздействия возмущающих факторов космического пространства.

Ключевые слова: *адаптивный бортовой информационно-измерительный комплекс, системы автономной навигации космических аппаратов, дополнительные измерительные средства, аналитические оценки точности навигации, возмущающие факторы космического пространства.*

Точность автономной навигации космического аппарата (КА) зависит от ряда факторов, среди которых важнейшую роль играет качество функционирования бортового информационно-измерительного комплекса, предназначенного для измерений параметров, функционально связанных с параметрами движения центра масс КА. Под качеством функционирования этого комплекса понимается его способность измерять навигационные параметры с заданной точностью и непрерывностью.

При летной эксплуатации КА на его бортовую аппаратуру и, в частности, систему автономной навигации (САН), как правило, воздействуют возмущающие факторы космического пространства, что приводит к снижению точности решения навигационной задачи. Это снижение может достигать критического значения, при котором САН не обеспечивает выполнение целевой функции.

Одним из способов противодействия возмущающим факторам при проведении измерений навигационных параметров в процессе летной эксплуатации КА является использование адаптивного бортового информационно-измерительного комплекса (АБИИК), способного, при наличии внешних воздействий, к адаптации своей структуры, параметров и алгоритмического обеспечения. Это возможно путем включения в состав комплекса дополнительных навигационных систем — измерительных средств, обладающих повышенной стойкостью к определенному виду возмущающих факторов.

В этой связи возникает задача определения требований к точности указанных средств, которая обусловлена тем, что в условиях воздействия на бортовую аппаратуру возмущающих факторов применяемые дополнительные навигационные измерители имеют, как правило, погрешности, превышающие погрешности основных средств измерений. В частности, если погрешности основных и дополнительных навигационных систем АБИИК характеризуются среднеквадратическими отклонениями (СКО) σ_0 и σ_d соответственно, то справедливо неравенство $\sigma_0 < \sigma_d$.

Одним из показателей качества функционирования АБИИК является коэффициент погрешностей основных и дополнительных навигационных датчиков, который при условии $\sigma_d \neq 0$ определяется из соотношения

$$k_{\sigma} = \frac{\sigma_0}{\sigma_d}. \quad (1)$$

Коэффициент погрешностей (1) представляет собой относительную характеристику точности навигационных систем, входящих в состав АБИИК, и может быть использован при определении допустимых значений погрешностей дополнительных средств измерений.

Для решения этой задачи введем относительные показатели точности оценок параметров движения КА. Поскольку параметры движения КА определяются САН на основе измерений, выполняемых с помощью АБИИК, который содержит основные и дополнительные навигационные системы, относительные показатели точности являются функциями соответствующих СКО, т.е. σ_0 и σ_d .

Если положить, что в качестве абсолютных показателей точности САН выступают СКО погрешностей оценивания радиус-вектора (R) и вектора скорости (V) КА, то расчет относительных показателей выполняется по формуле

$$W_i = \frac{\sigma_i^A}{\sigma_i}, \quad \sigma_i \neq 0, \quad i = R, V, \quad (2)$$

где σ_i^A и σ_i — СКО погрешностей оценивания параметров R и V при использовании и отсутствии АБИИК в системе навигации соответственно.

Анализ выражения (2) показывает, что коэффициент W_i характеризует относительное снижение СКО погрешности оценки i -го параметра движения центра масс КА. Поскольку величина σ_i , $i = R, V$, определяется характеристиками точности используемых средств измерений, то очевидно, что существует зависимость относительных показателей точности навигации (2) от коэффициента погрешностей k_{σ} , которая может быть использована для определения требований к точности навигационных систем АБИИК.

Для выявления зависимостей $W_i = F_i(k_{\sigma})$, где $i = R, V$, рассмотрим САН КА, в которой реализован зенитный метод навигации, основанный на угловых астрономических измерениях [1]. Для решения навигационной задачи бортовыми средствами КА в течение одного витка продолжительностью T с заданной частотой f измеряются два угла „звезда—вертикаль“. Расположение навигационных звезд на небесной сфере выбрано так, что направление на одну звезду совпадает с плоскостью орбиты КА, а направление на вторую звезду — с нормалью к плоскости орбиты.

Для этого варианта расположения звезд в работе [2] получены аналитические выражения, позволяющие определить СКО оценок параметров движения центра масс КА при отсутствии возмущающих факторов. Результаты аналитических оценок точности навигации КА в процессе его летной эксплуатации при воздействии возмущающих факторов и наличии АБИИК в составе бортовой аппаратуры приведены в работе [3].

При проведении исследований, описанных в работах [2, 3], в качестве искомых параметров были приняты координаты и составляющие вектора скорости КА в геоцентрической системе отсчета XYZ , оси X и Y которой находятся в плоскости орбиты КА, а ось Z совмещена с нормалью к плоскости его орбиты. Поскольку направление оси X совпадает с радиус-вектором КА, она называется радиальной осью, а перпендикулярная ей ось Y — трансверсальной.

Для оценки и последующего анализа относительных показателей точности навигации W_i , $i = R, V$, найдем СКО погрешностей σ_i и σ_i^A при следующих условиях:

— возмущающий фактор возникает в момент времени $t_{\phi} = T/2$ и действует на бортовую аппаратуру КА до конца навигационного режима;

— при наличии АБИИК в составе бортовой аппаратуры КА до момента появления возмущающего фактора измерения проводятся с помощью основного астродатчика, а при возникновении возмущающего фактора — с помощью дополнительного астродатчика;

— при отсутствии АБИИК навигационные измерения проводятся до момента появления возмущающего фактора в течение времени, соответствующего половине витка КА, поскольку при воздействии возмущающего фактора в течение некоторого временного интервала углы „звезда—вертикаль“ не измеряются.

Представим искомые СКО погрешностей σ_i и σ_i^A , $i = R, V$, в следующем виде:

$$\sigma_R = k_R \frac{\sigma_0}{\sqrt{Tf}}, \quad \sigma_V = k_V \frac{V\sigma_0}{\sqrt{Tf}}, \quad \sigma_R^A = k_R^A \frac{\sigma_0}{\sqrt{Tf}}, \quad \sigma_V^A = k_V^A \frac{V\sigma_0}{\sqrt{Tf}}, \quad (3)$$

где k_R , k_V , k_R^A , k_V^A — коэффициенты погрешностей оценивания радиус-вектора и вектора скорости КА при отсутствии и при использовании АБИИК соответственно:

$$k_R = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}, \quad k_V = \sqrt{k_{\dot{x}}^2 + k_{\dot{y}}^2 + k_{\dot{z}}^2}, \quad k_R^A = \sqrt{(k_x^A)^2 + (k_y^A)^2 + (k_z^A)^2}, \\ k_V^A = \sqrt{(k_{\dot{x}}^A)^2 + (k_{\dot{y}}^A)^2 + (k_{\dot{z}}^A)^2};$$

$k_{x,y,z}$, $k_{\dot{x},\dot{y},\dot{z}}$, $k_{x,y,z}^A$, $k_{\dot{x},\dot{y},\dot{z}}^A$ — коэффициенты погрешностей определения составляющих x, y, z радиус-вектора и составляющих $\dot{x}, \dot{y}, \dot{z}$ вектора скорости КА при отсутствии и при использовании АБИИК соответственно:

$$k_x = \pi \sqrt{\frac{3\pi^4 + 32\pi^2 - 544}{3(\pi^6 - 8\pi^4 - 96\pi^2 + 768)}}, \quad k_y = \pi \sqrt{\frac{2(3\pi^4 - 44\pi^2 + 144)}{\pi^6 - 8\pi^4 - 96\pi^2 + 768}}, \quad k_z = 2; \\ k_{\dot{x}} = \pi \sqrt{\frac{9\pi^4 - 104\pi^2 + 192}{\pi^6 - 8\pi^4 - 96\pi^2 + 768}}, \quad k_{\dot{y}} = \pi \sqrt{\frac{3\pi^4 + 8\pi^2 - 352}{3(\pi^6 - 8\pi^4 - 96\pi^2 + 768)}}, \quad k_{\dot{z}} = 2; \\ k_x^A = \sqrt{\frac{(3\pi^4 + 32\pi^2 - 544)(k_\sigma^6 + 1) + k_\sigma^2(45\pi^4 + 480\pi^2 + 544)(k_\sigma^2 + 1)}{3\Delta^A}}, \\ k_y^A = \sqrt{B_y/\Delta^A + C_y/\Delta^A}, \quad k_z^A = \frac{2}{\sqrt{1 + k_\sigma^2}}, \\ B_y = (15\pi^4 - 44\pi^2 - 624)k_\sigma^6 + (45\pi^4 - 100\pi^2 + 1392)k_\sigma^4, \\ C_y = (33\pi^4 - 100\pi^2 - 912)k_\sigma^2 + 3\pi^4 - 44\pi^2 + 144; \\ k_{\dot{x}}^A = \sqrt{B_{\dot{x}}/\Delta^A + C_{\dot{x}}/\Delta^A}, \\ B_{\dot{x}} = (57\pi^4 - 296\pi^2 - 1344)k_\sigma^6 + (135\pi^4 - 184\pi^2 - 2880)k_\sigma^4, \\ C_{\dot{x}} = (87\pi^4 + 8\pi^2 - 1728)k_\sigma^2 + 9\pi^4 - 104\pi^2 + 192, \\ k_{\dot{y}}^A = \sqrt{\frac{(3\pi^4 + 8\pi^2 - 352)(k_\sigma^6 + 1) + k_\sigma^2(45\pi^4 + 216\pi^2 + 352)(k_\sigma^2 + 1)}{3\Delta^A}}, \quad k_{\dot{z}}^A = \frac{2}{\sqrt{1 + k_\sigma^2}};$$

$$\Delta^A = \sqrt{\frac{2}{\pi}(B+C)},$$

$$B = (\pi^6 - 8\pi^4 - 96\pi^2 + 768)(k_\sigma^8 + 8),$$

$$C = 16k_\sigma^2(\pi^6 - 6\pi^4 - 192)(k_\sigma^4 + 1) + 2k_\sigma^4(15\pi^6 - 88\pi^4 + 96\pi^2 + 2304).$$

Из соотношений (3) следует, что СКО погрешностей σ_i^A , $i = R, V$, зависят от коэффициента k_σ . При этом очевидно, что относительные показатели точности навигации W_i рассчитываются по формуле

$$W_i = k_i^A / k_i, \quad i = R, V, \quad (4)$$

где коэффициенты погрешностей оценивания радиус-вектора и вектора скорости КА при использовании АБИИК являются функциями от k_σ , т.е. $k_i^A = \Psi_i(k_\sigma)$. Следовательно, выражение (4) представляет собой искомые зависимости $W_i = F_i(k_\sigma)$, где $i = R, V$.

В связи с тем, что аналитический вид этих зависимостей является достаточно громоздким, воспользуемся численным методом и рассчитаем значения относительных показателей точности определения радиус-вектора и вектора скорости КА в диапазоне $0 < k_\sigma < 1$. Результаты расчета приведены на рисунке.

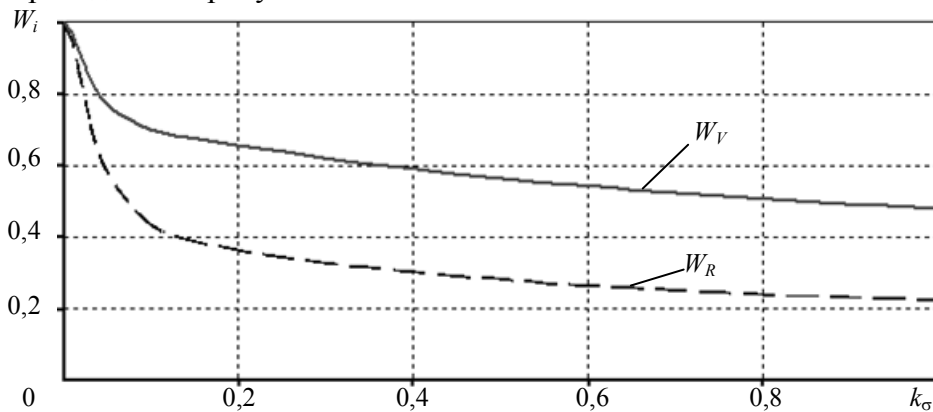


Рис. 1

Анализ результатов исследований показывает, что при использовании достаточно „грубого“ навигационного датчика при наличии возмущающего воздействия в течение некоторого времени на бортовую аппаратуру КА коэффициент погрешностей имеет значение, близкое к нулю, т.е. $k_\sigma \approx 0$. При этом, несмотря на применение АБИИК, практически отсутствует снижение СКО погрешностей определения радиус-вектора и вектора скорости КА, т.е. значения относительных показателей точности параметров движения КА близки к единице.

С увеличением коэффициента погрешностей датчиков, например с уменьшением СКО погрешности σ_d дополнительного измерителя углов „звезда—вертикаль“, относительные показатели точности параметров движения КА снижаются. При этом высокая чувствительность к погрешностям измерений, производимых дополнительным средством, обнаруживается при оценивании радиус-вектора КА. В интервале $0,2 < k_\sigma < 1$ изменение показателей W_V и W_R носит линейный характер.

В предельном случае (при использовании равноточных основного и дополнительного измерителей) $W_R = 0,22$ и $W_V = 0,48$. Это обусловлено принятыми в настоящей статье допущениями, согласно которым при возникновении возмущающего фактора функционирование САН при отсутствии АБИИК прекращается.

В широком диапазоне изменений коэффициента k_{σ} : $0,1 < k_{\sigma} < 1$, значение показателя W_V в два раза превышает значение показателя W_R .

Следовательно, обеспечение требуемой точности навигации при использовании АБИИК может быть достигнуто с помощью дополнительных средств измерений, требования к погрешностям которых определяются выбранным навигационным параметром. В частности, если качество решения целевой задачи, выполняемой с помощью бортовой аппаратуры КА, зависит от точности оценивания скорости орбитального полета, то к СКО погрешностей средств дополнительных измерений предъявляются менее жесткие требования. Например, если требуемое значение относительного показателя точности определения вектора скорости КА $W_V^{TP} \leq 0,6$, то, как следует из рисунка, коэффициент погрешностей датчиков должен удовлетворять условию $k_{\sigma} \geq 0,4$, т.е. СКО погрешности дополнительного датчика $\sigma_d \leq 2,5\sigma_0$.

Для определения требований к точности дополнительного навигационного датчика АБИИК может быть использована методика, включающая четыре этапа:

1 — устанавливается параметр навигации, играющий главную роль при решении целевых задач КА, — например, радиус-вектор его орбиты;

2 — для обеспечения требуемой эффективности функционирования АБИИК определяется допустимое значение относительного показателя точности выбранного параметра навигации;

3 — с использованием зависимости $k_{\sigma} = F_i^{-1}(W_i)$ рассчитывается минимально допустимое значение коэффициента погрешностей основного и дополнительного датчиков;

4 — искомое значение СКО погрешности дополнительного навигационного датчика определяется по формуле $\sigma_d = \frac{\sigma_0}{k_{\sigma}}$.

Таким образом, эффективным способом „парирования“ воздействия возмущающих факторов на точность автономной навигации КА является введение в состав его бортовой аппаратуры АБИИК, который содержит, наряду с блоком адаптации, основные и дополнительные навигационные системы. При этом выбор дополнительных средств измерений должен удовлетворять следующим требованиям: эти средства должны, во-первых, обладать способностью к выполнению заданных функций при воздействии возмущающих факторов в процессе полета КА и, во-вторых, осуществлять измерение навигационных параметров с заданной точностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анишаков Г. П., Голяков А. Д., Петрищев В. Ф., Фурсов В. А. Автономная навигация космических аппаратов. Самара: „ЦСКБ-Прогресс“, 2011. 486 с.
2. Порфирьев Л. Ф., Смирнов В. В., Кузнецов В. И. Аналитические оценки точности автономных методов определения орбит. М.: Машиностроение, 1987. 280 с.
3. Голяков А. Д., Фоминов И. В. Аналитический метод оценивания точности адаптивной системы автономной навигации космического аппарата // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 3. С. 190—196.

Сведения об авторах

Алексей Дмитриевич Голяков

— д-р техн. наук, профессор; ВКА им. А. Ф. Можайского, кафедра автономных систем управления; E-mail: algo149@yandex.ru

Иван Вячеславович Фоминов

— канд. техн. наук, докторант; ВКА им. А. Ф. Можайского, кафедра автономных систем управления; E-mail: i.v.fominov@gmail.com

Рекомендована кафедрой автономных систем управления

Поступила в редакцию 04.12.14 г.

Ссылка для цитирования: Голяков А. Д. Фоминов И. В. Методика определения требований к точности дополнительных измерительных средств адаптивной системы автономной навигации космического аппарата // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 366—371.

**METHOD FOR DETERMINATION OF REQUIREMENTS ON ACCURACY
OF COMPLEMENTARY MEASURING MEANS OF SPACECRAFT ADAPTIVE AUTONOMOUS
NAVIGATION SYSTEM**

A. D. Golyakov, I. V. Fominov

A. F. Mozhaysky Military Space Academy, 197198, Saint Petersburg, Russia

E-mail: i.v.fominov@gmail.com

Based on analytical estimates of spacecraft autonomous navigation accuracy, a method is proposed for determination of requirements on accuracy of complementary measuring means of spacecraft adaptive on-board information and measuring complex operating under exposure to cosmic space disturbing factors.

Keywords: adaptive on-board information and measuring complex, spacecraft autonomous navigation system, complementary measuring means, analytical evaluation of navigation accuracy, disturbing factors of space.

Data on authors

- Alexey D. Golyakov** — Dr. Sci., Professor; A. F. Mozhaysky Military Space Academy, Department of Autonomous Control Systems;
E-mail: algo149@yandex.ru
- Ivan V. Fominov** — PhD, Doctoral Cand.; A. F. Mozhaysky Military Space Academy, Department of Autonomous Control Systems;
E-mail: i.v.fominov@gmail.com

Reference for citation: Golyakov A. D., Fominov I. V. Method for determination of requirements on accuracy of complementary measuring means of spacecraft adaptive autonomous navigation system // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroyeniye. 2015. Vol. 58, N 5. P. 366—371 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-366-371

СТАЦИОНАРНЫЕ РЕЖИМЫ УСИЛЕНИЯ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Б. И. ГРИГОРЬЕВ

*Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: a.a.rassadina@gmail.com*

Рассматривается решение краевой задачи, корректно отражающей стационарные режимы усиления $p-n-p$ - и $n-p-n$ -биполярных транзисторов в широких диапазонах изменения плотности коллекторного тока. Получены выражения коэффициентов усиления по току, а также коэффициентов инжекции, переноса и передачи неосновных носителей заряда при высоких уровнях инжекции в базовых областях биполярного транзистора. Рассмотрены основные физические механизмы, определяющие как рост, так и уменьшение коэффициента усиления при увеличении тока коллектора от минимально возможных значений до максимально допустимых. Приведен сравнительный анализ теоретических и экспериментальных результатов.

Ключевые слова: биполярные транзисторы, ток коллектора, напряжение коллектор—эмиттер, коэффициент усиления по току, коэффициент инжекции, время жизни носителей в базе, эмиттер, база, комбинированные полупроводниковые приборы.

Введение. Основное назначение биполярного транзистора (БТ) как усилителя электрического тока реализуется при его включении по схеме с общим эмиттером и характеризуется коэффициентом усиления по току

$$\beta = (I_K / I_B) = \alpha / (1 - \alpha),$$

где I_K и I_B — токи коллектора и базы, $\alpha = \gamma h$ и h — коэффициенты передачи и переноса неосновных носителей заряда в базе, γ — коэффициент инжекции эмиттерного $p-n$ -перехода БТ.

В общем случае зависимость коэффициента β от тока I_K для всех германиевых и кремниевых транзисторов имеет вид, представленный на рис. 1, что обусловлено влиянием на значение β ряда физических процессов, протекающих в областях полупроводниковой структуры и на поверхности эмиттера БТ.

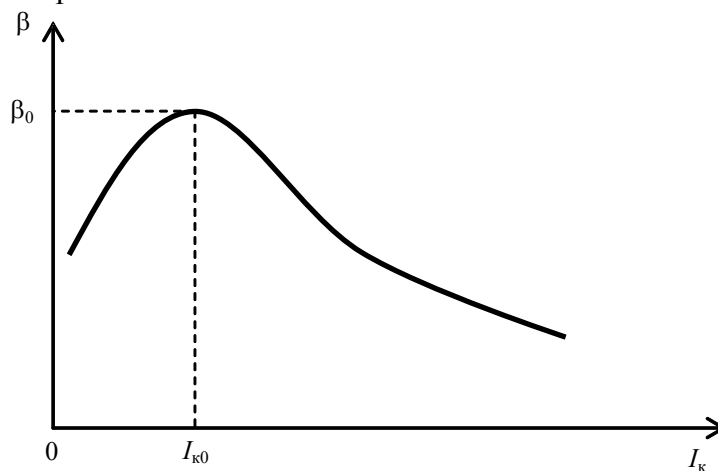


Рис. 1

Физические механизмы, предположительно определяющие зависимость $\beta(I_K)$, в достаточно полном объеме представлены и проанализированы в работах [1, 2]. К этим механизмам относятся поверхностная рекомбинация, рекомбинация Шокли — Рида — Холла (ШРХ) и

Оже-рекомбинация, сужение ширины запрещенной зоны в эмиттере, оттеснение тока к краю эмиттера, расширение базы (эффект Кирка) и сужение базы (эффект Эрли).

В настоящее время не существует единого мнения относительно значимости влияния на значение β каждого из перечисленных механизмов [2]. Действительно, поверхностная рекомбинация оказывает существенное влияние на β только при низких уровнях инжекции в области токов, существенно меньших $I_{к0}$, и только в БТ с малыми размерами кристалла полупроводника [3]; влияние Оже-рекомбинации, когда она накладывается на эффект сужения запрещенной зоны, наблюдается только в приборах с мелкими эмиттерами с глубиной залегания 1 мкм и менее. Следовательно, эти механизмы рекомбинации необходимо учитывать при разработке и изготовлении низковольтных БТ микроэлектроники [4]. Оттеснение тока к краю эмиттера может приводить к снижению значения β с увеличением тока коллектора I_k , но лишь при очень больших его значениях, находящихся за пределами максимально допустимых. Среди всех эффектов, рассмотренных в работах [1, 2], только в процессе рекомбинации ШРХ время жизни неосновных носителей заряда (ННЗ) в базе БТ увеличивается с ростом I_k , определяя возрастание коэффициента h и, следовательно, коэффициента β в области токов коллектора $I_k < I_{к0}$. При $I_k > I_{к0}$ доминирующим механизмом снижения β является уменьшение коэффициента γ .

Зависимость $\beta(I_k)$ во всем диапазоне изменения тока коллектора, в основу модели которой положена поверхностная рекомбинация, впервые была исследована Вебстером [5]. Основной параметр этой модели — скорость поверхностной рекомбинации — для кремниевых БТ составляет 200 — 2000 см/с [4], трудно поддается экспериментальному определению и существенно ограничивает применимость модели даже к БТ с низкими напряжениями коллектор—база. В последующих публикациях исследовалась только часть зависимости $\beta(I_k)$ в области токов $I_k > I_{к0}$. Так, в работе [6] эта зависимость объясняется в предположении, что при увеличении I_k снижается коэффициент переноса из-за уменьшения времени жизни ННЗ в базе БТ при высоких уровнях инжекции. Это предположение противоречит рекомбинационной теории ШРХ, согласно которой время жизни может только возрастать, достигая своего максимального значения. Теория рекомбинации ШРХ экспериментально подтверждена в ряде публикаций, в том числе, и в работе [7]. Уменьшение коэффициента β с ростом тока можно проанализировать, используя модель контролируемого заряда Гуммеля — Пуна [8], учитывающую снижение коэффициента инжекции γ при больших токах. В этой области токов модель обладает высокой точностью, но для ее описания требуется достоверная информация о 25 электрофизических параметрах БТ [1]. Модель, основанная на так называемом эффекте Кирка [1, 2], базируется на предположении, что время жизни ННЗ и коэффициенты диффузии в металлургической базе и приколлекторной области одинаковы; в общем случае это не так, и при более точном анализе следует учитывать их различие.

Резюмируя вышеизложенное, с высокой степенью вероятности можно утверждать, что доминирующим механизмом, определяющим зависимость $\beta(I_k)$ при $I_k < I_{к0}$, является рекомбинация ШРХ, а при $I_k > I_{к0}$ — уменьшение коэффициента инжекции эмиттерного p — n -перехода БТ. Эти механизмы положены в основу представленной в настоящей статье физико-математической модели зависимости коэффициента усиления по току биполярного транзистора от тока коллектора, где, кроме того, учтен эффект Эрли — зависимость β от напряжения коллектор—база. Предложенная модель пригодна для расчета устройств на основе как дискретных БТ, так и комбинированных полупроводниковых приборов, например составных транзисторов.

Постановка задачи и ее анализ. Рассмотрим стационарный режим усиления БТ со структурой $n^+—p—n^-—n^+$ -типа в схеме с общим эмиттером (рис. 2), концентрация легирующей примеси в базе которого на 2-3 порядка ниже, чем в эмиттере, и настолько же выше, чем в n^- -коллекторе. При анализе будем полагать, что в базе БТ реализуется высокий уровень инжекции, а в эмиттере — низкий. Кроме того, будем считать значение приложенного к БТ напряжения коллектор—эмиттер достаточным для того, чтобы коллекторный переход БТ остался смещенным в обратном направлении.

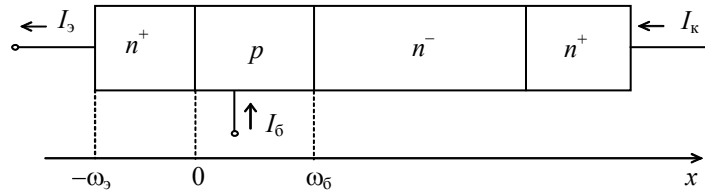


Рис. 2

Движения электронов в базе и дырок в эмиттере в этих условиях описываются уравнениями непрерывности

$$L_6^2 \frac{d^2 n_6}{dx^2} - n_6 = 0, \quad L_3^2 \frac{d^2 p_3}{dx^2} - p_3 = 0, \quad (1)$$

а плотности токов электронов и дырок — уравнениями

$$j_{n6} = \frac{j}{b+1} - \frac{2b}{b+1} q D_6 \frac{dn_6}{dx}, \quad j_{p3} = q D_3 \frac{dp_3}{dx}, \quad (2)$$

где $n_6(x)$, $j_{n6}(x)$, $L_6 = [2bD_6\tau_6 / (b+1)]^{1/2}$, D_6 и τ_6 — концентрация, плотность тока, диффузионная длина, коэффициент диффузии и время жизни электронов в базе; $b = 2,7$ — отношение подвижностей электронов и дырок; $p_3(x)$, $j_{p3}(x)$, $L_3 = (D_3\tau_3)^{1/2}$, D_3 и τ_3 — те же параметры, но дырок в эмиттере; q — заряд электрона, $j = j_3$ — плотность тока в эмиттере, $j = j_к$ — плотность тока в коллекторе.

Граничные условия определяются выражениями

$$n_6(\omega_6) = 0, \quad (3)$$

$$\frac{dn_6}{dx}(\omega_6) = -\frac{j_к}{2qD_6}, \quad (4)$$

$$P_3(-\omega_3) = 0, \quad (5)$$

$$P_3(0)N_3 = n_6^2(0). \quad (6)$$

Условия (3) и (4) отражают тот факт, что в рассматриваемой задаче коллекторный переход БТ смещен в обратном направлении и протекающий через него ток чисто электронный. Условие (5) справедливо в предположении бесконечной на границе $x = -\omega_3$ скорости рекомбинации, а условие (6) — при равенстве произведений концентраций электронов и дырок по обе стороны от эмиттерного перехода, где N_3 — концентрация легирующей примеси в эмиттере. Краевая задача (1)—(6) сформулирована в одномерном приближении, оправданном тем, что в современных БТ, имеющих гребенчатую конфигурацию эмиттера и работающих при плотности коллекторного тока, не превышающей нескольких десятков ампер на сантиметр в квадрате, неоднородный эффект (оттеснение тока к краю эмиттера) выражен слабо.

Из выражений (1) и (3)—(5) следует, что

$$n_6(x) = \frac{j_к L_6}{2qD_6} \operatorname{sh}(W_6 - X_6) \quad \text{и} \quad P_3(x) = \left(\frac{j_к L_6}{2qD_6} \operatorname{sh} W_6 \right)^2 \frac{\operatorname{sh}(W_3 + X_3)}{N_3 \operatorname{sh} W_3}, \quad (7)$$

где $W_6 = \omega_6 / L_6$, $X_6 = x / L_6$, $W_3 = \omega_3 / L_3$ и $X_3 = x / L_3$.

В плоскости эмиттерного $n^+—p$ -перехода

$$j_3 = j_{n6}(0) + j_{p3}(0). \quad (8)$$

Раскрыв выражение (8) с помощью (2), (7) и (1), уравнение, определяющее зависимость $\beta(I_K)$, представим в виде

$$\beta = (\text{ch}W_6 - 1 + I_K B)^{-1}, \quad (9)$$

где $B = K_6 K_3$, $K_6 = \tau_6 \text{sh}^2 W_6 (2qD_6 S_K)^{-1}$, $K_3 = D_3 (L_3 N_3 \text{th} W_3)^{-1}$, S_K — площадь коллектора, равная эффективной площади эмиттера.

Коэффициент инжекции эмиттерного $n^+—p$ -перехода, коэффициенты переноса и передачи электронов в базе, составляющие коэффициент усиления по току БТ, определяются как

$$\gamma = \frac{j_{n6}(0)}{j_{n6}(0) + j_{p3}(0)} = \frac{\text{ch}W_6 + I_K B / (b+1)}{\text{ch}W_6 + I_K B}, \quad (10)$$

$$h = j_{n6}(\omega_6) / j_{n6}(0) = [\text{ch}W_6 + I_K B / (b+1)]^{-1}, \quad (11)$$

$$\alpha = \gamma h = (\text{ch}W_6 + I_K B)^{-1}. \quad (12)$$

Для подавляющего большинства существующих БТ справедливо приближение тонкой базы [1, 2]. Полагая в выражении (9) $W_6 \ll 1$, преобразуем его к виду

$$\beta = \left(\frac{b+1}{2b} \frac{\Theta_6}{\tau_6} + I_K B \right)^{-1}, \quad (13)$$

где $B = (b+1)\Theta_6 K_3 / 2bqD_6 S_K$, $\Theta_6 = \omega_6^2 / 2D_6$ — время пролета электронов в базе.

Согласно рекомбинации ШРХ параметр τ_6 в области токов $0 < I_K \leq I_{K0}$ возрастает с увеличением I_K от практически нулевого значения до близкого к максимальному $\tau_{6\text{max}}$ в соответствии с эмпирическим выражением [9]

$$\tau_6 = c\tau_{6\text{max}} / (1+c), \quad (14)$$

где $c = n_6(0) / N_6$ — параметр, характеризующий уровень инжекции в базе БТ, N_6 — концентрация легирующей примеси в базе.

Раскрыв выражение (13) с помощью (14) и (7), коэффициент усиления по току определим как

$$\beta = \left(\frac{b+1}{2b} \frac{\Theta_6}{\tau_{6\text{max}}} \frac{I_H + I_K}{I_K} + I_K B \right)^{-1}, \quad (15)$$

где $I_H = 2qD_6 N_6 S_K \omega_6^{-1}$.

Экстремум функции $\beta(I_K)$, соответствующий току $I_K = I_{K0}$ (см. рис. 1), позволяет установить связь параметров I_H и I_{K0} в виде

$$I_{K0} = \left(\frac{b+1}{2b} \frac{\Theta_6}{\tau_{6\text{max}}} I_H B^{-1} \right)^{1/2}, \quad (16)$$

выразить из уравнения (16) коэффициент B и преобразовать выражение (15) в следующее:

$$\beta = \left[\frac{b+1}{2b} \frac{\Theta_6}{\tau_{6\text{max}}} \left(\frac{I_H + I_K}{I_K} + \frac{I_H I_K}{I_{K0}^2} \right) \right]^{-1}. \quad (17)$$

Рассмотрим, далее, эффект влияния на значение β напряжения коллектор—эмиттер $U_{кэ}$ (эффект Эрли), для чего заменим в выражении (17) параметр $\omega_б$ на эффективную толщину базы:

$$\omega_{б\text{эф}} = \omega_б(1 - d_б / \omega_б), \quad (18)$$

где $d_б = (2\varepsilon\varepsilon_0 U_{кэ} / qN_б)^{1/2}$ — толщина области пространственного заряда в базе БТ, $\varepsilon = 12$ — диэлектрическая проницаемость кремния, $\varepsilon_0 = 8,9 \cdot 10^{-14}$ Ф/см — электрическая постоянная [10].

Тогда зависимость $\beta(I_к)$ в окончательном виде определяется как

$$\beta = \left[\frac{b+1}{2b} \frac{\Theta_б}{\tau_{б\text{max}}} \left(1 - \frac{d_б}{\omega_б} \right)^2 \left(\frac{I_н + I_к}{I_к} + \frac{I_н I_к}{I_{к0}^2} \right) \right]^{-1}. \quad (19)$$

Строго говоря, напряжение $U_{кэ}$ влияет не только на время пролета электронов в базе, но и на значение параметра $I_н$. Однако, как показали расчеты, зависимость $I_н$ от $U_{кэ}$ практически не сказывается на значениях β .

Установим связь параметра $I_н$ с постоянной нарастания тока коллектора, которую легко определить экспериментальным путем. Из решения нестационарного уравнения непрерывности для электронов в базе, выполненного в приближении квазистационарного эмиттера, следует, что при любом уровне инжекции постоянная нарастания

$$\tau_н = \tau_б \left(1 + 2 \frac{1-\gamma}{\Theta_б} \tau_б \right)^{-1}. \quad (20)$$

Раскроем уравнение (20) с помощью (10) и (14), приняв в полученном выражении постоянной нарастания $\text{ch}W_б + I_к B = 1$, после чего уравнение (20) преобразуем к следующему:

$$\tau_н = \tau_{б\text{max}} I_к \left(I_н + I_к + \frac{2b}{b+1} \frac{\tau_{б\text{max}}}{\Theta_б} B I_к^2 \right)^{-1}. \quad (21)$$

Согласно выражению (16) и уравнению (21), справедливому при $I_к = I_{к0}$, искомая связь параметра $I_н$ с постоянной нарастания тока коллектора определяется как

$$I_н = 0,5(\tau_{б\text{max}} / \tau_н - 1) I_{к0}. \quad (22)$$

Из уравнения (21) следует, что постоянная $\tau_н$ зависит от $I_к$, поэтому ее экспериментальное определение необходимо проводить при токах $I_к$, близких к значению $I_{к0}$.

Таким образом, решением поставленной задачи, определяющей зависимость коэффициента усиления по току БТ от тока коллектора, является уравнение (19), параметр $I_н$ в котором рассчитывается по выражению (22). Очевидно, что уравнение (19) определяет зависимость $\beta(I_к)$ и для БТ со структурой $p^+ - n - p$ - типа.

В уравнении (19) все электрофизические и геометрические параметры, определяющие β , являются известными технологическими параметрами БТ, а ток $I_{к0}$ — параметром, известным из справочных данных, который, кроме того, можно рассчитать по выражению (22). Вместе с тем количественная информация об этих параметрах, кроме $I_{к0}$, в справочниках по БТ не приводится. Поэтому возможности использования зависимости $\beta(I_к)$ в виде уравнения (19), полезной для разработчиков БТ, ограничены при ее применении разработчиками аппаратуры на основе дискретных БТ и, особенно, устройств на базе комбинированных полупро-

водниковых приборов, например составных транзисторов. Устранить указанное ограничение можно, используя либо параметр β_0 (см. рис. 1), также известный из справочных данных, либо граничное значение коэффициента усиления $\beta_{1гр}$ [11], который легко определить экспериментальным путем.

Приняв в выражении (17) $\beta = \beta_0$ и $I_K = I_{K0}$, выделим составляющую

$$\frac{b+1}{2b} \frac{\Theta_{\bar{6}}}{\tau_{\bar{6}max}} = \left[\beta_0 \left(2 \frac{I_H}{I_{K0}} + 1 \right) \right]^{-1},$$

после чего преобразуем уравнение (17) к следующему:

$$\beta = \beta_0 \left(2 \frac{I_H}{I_{K0}} + 1 \right) \left(\frac{I_H + I_K}{I_K} + \frac{I_H I_K}{I_{K0}^2} \right)^{-1}, \quad (23)$$

где β_0 — значение β , соответствующее заданному значению напряжения $U_{KЭ}$.

Аналогично, положив в выражении (19) $\beta = \beta_{1гр}$, $I_K = I_{K0}$ и $d_{\bar{6}} = 0$, выделим из него составляющую $(b+1)\Theta_{\bar{6}}/2b\tau_{\bar{6}max}$ и преобразуем это уравнение к виду

$$\beta = \beta_{1гр} \left(2 \frac{I_H}{I_{K0}} + 1 \right) \left[\left(1 - \frac{d_{\bar{6}}}{\omega_{\bar{6}}} \right)^2 \left(\frac{I_H + I_K}{I_K} + \frac{I_H I_K}{I_{K0}^2} \right) \right]^{-1}, \quad (24)$$

где $\beta_{1гр}$ — значение β , соответствующее напряжению коллектор—база $U_{KБ} = 0$, т.е. значению напряжения $U_{KЭ} = U_{БЭ}$.

Выражение (23) позволяет рассчитать зависимость $\beta(I_K)$ в широких диапазонах изменения тока коллектора $n-p-n$ - и $p-n-p$ -БТ и содержит минимальное число параметров полупроводниковой структуры БТ, каждый из которых может быть определен экспериментально, что выгодно отличает данное выражение от модельных представлений, развитых в более ранних публикациях. Из уравнений (23) и (24) следует, что

$$\beta = \beta_{1гр} \left(1 - \frac{d_{\bar{6}}}{\omega_{\bar{6}}} \right)^{-2}. \quad (25)$$

Эксперимент. Объектами исследований служили $n-p-n$ -транзисторы КТ808 (10 шт.), для которых зависимости $\beta(I_K)$ были рассчитаны по выражению (24) и экспериментально определены. Характер этих зависимостей для всех исследованных транзисторов оказался одинаковым и аналогичным представленной на рис. 3 зависимости для транзистора КТ808 при $U_{KЭ} = 15$ В (на рис. 3 сплошная кривая — расчет, точки — эксперимент). Принятые при расчетах параметры этого БТ: $\tau_{\bar{6}} = 8$ мкс, $\tau_H = 1$ мкс, $\beta_{1гр} = 29$, $\omega_{\bar{6}} = 13$ мкм, измерены с использованием методов, изложенных в работах [7, 11, 12], параметр $I_{K0} = 1$ А определен непосредственно по графику экспериментальной кривой, а среднее значение концентрации легирующей примеси в базе $N_{\bar{6}} = 10^{16}$ см⁻³ задано как наиболее вероятное [2] для транзисторов КТ808. Для того чтобы исключить возможное влияние слаболегированного n^- -коллектора и температуры на значение β , измерения проведены импульсным методом при $U_{KЭ} = 15$ В. Отметим, что значение параметра I_{K0} изначально является заданным, так как практически для каждого из типов и видов БТ приведено в справочниках. Анализ рис. 3 показывает, что расчетная и экспериментальная зависимости $\beta(I_K)$ удовлетворительно согласуются во всем

рабочем диапазоне изменения тока коллектора не только качественно, но и количественно с погрешностью не хуже 20 %.

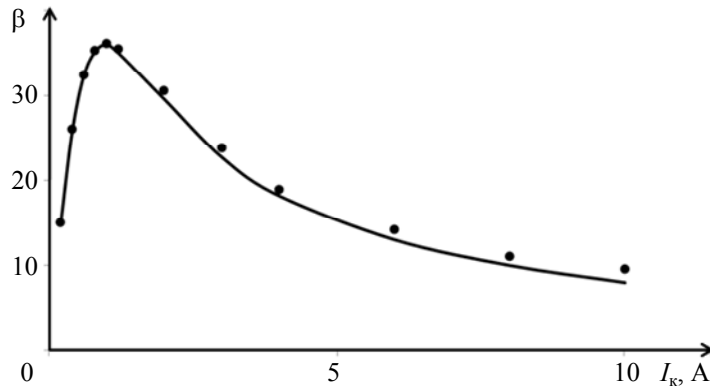


Рис. 3

Указанная погрешность обусловлена, главным образом, погрешностями измерения и определения электрофизических параметров БТ, входящих в выражение (24).

Влияние эффекта Эрли на коэффициент усиления по току проиллюстрировано на рис. 4, где приведены зависимости $\beta(U_{кэ})$, рассчитанные по выражениям (24) и (25).

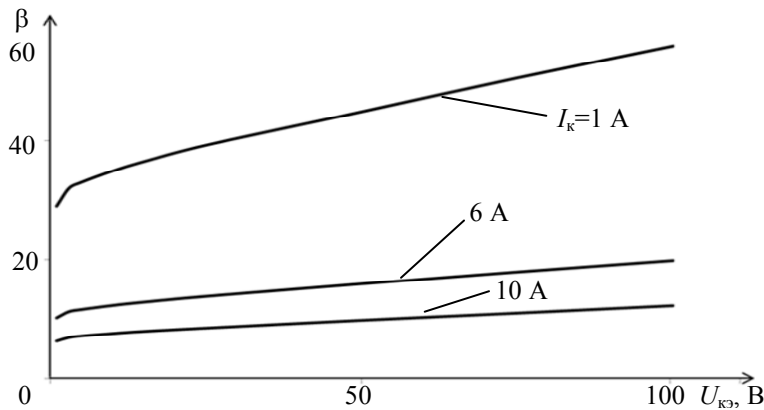


Рис. 4

Представленные зависимости удовлетворительно согласуются с результатами эксперимента, а относительное увеличение β с ростом $U_{кэ}$ практически в точности совпадает со справочными данными на транзистор КТ808 [13], по крайней мере, в диапазоне изменения напряжения коллектор—эмиттер от 1 до 15 В.

Заключение. В результате исследований, представленных в настоящей статье, предложена достаточно простая и достоверная модель зависимости коэффициента усиления по току биполярного транзистора от тока коллектора во всем рабочем диапазоне его изменения. Модель базируется на теории рекомбинации Шокли — Рида — Холла и эффекте снижения инжекционной способности эмиттера транзистора с ростом тока, учитывает эффект сужения базы при увеличении напряжения коллектор—эмиттер, применима к $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторам и может быть использована разработчиками аппаратуры на основе не только дискретных, но и комбинированных полупроводниковых приборов, например составных транзисторов. Помимо электрических, модель содержит минимальное число электрофизических параметров транзистора, каждый из которых можно определить экспериментальным путем. Все это выгодно отличает ее от результатов, полученных ранее ведущими в области полупроводникового приборостроения зарубежными специалистами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984. Т. 1.
2. Блехер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов. Л.: Энергоатомиздат, 1986.

3. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы. М.: Высш. школа, 1981.
4. Крутякова М. Г., Чарыков Н. А., Юдин В. В. Полупроводниковые приборы и основы их проектирования. М.: Радио и связь, 1983.
5. Webster W. M. On the variation of junction transistors current amplification factor with emitter current // Proc. IRE. 1954. Vol. 42. P. 914—922.
6. Clark L. E. High current-density beta diminution // IEEE Trans. Electron Devices. 1970. Vol. ED-17, N 9. P. 661—666.
7. Григорьев Б. И., Рудский В. А., Тогатов В. В. Измерение времени жизни неосновных носителей заряда в высокоомных слоях транзисторных структур // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 7. С. 1514—1521.
8. Gummel H. K., Poon H. C. An integral charge control model of bipolar transistors // Bell System. Technical Journal. 1970. Vol. 49. P. 827—834.
9. Шокли В., Рид В. Статистика рекомбинации дырок и электронов. Полупроводниковые приборы. М.: Изд-во иностр. лит., 1953.
10. Блихер А. Физика тиристорov. Л.: Энергоатомиздат, 1981.
11. Григорьев Б. И. Граничные коэффициенты усиления по току силового высоковольтного транзистора // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43, № 4. С. 35—39.
12. Григорьев Б. И., Резанов Ю. В., Семенов В. Т. Постоянные времена мощных высоковольтных транзисторов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 1986. Вып. 2(181). С. 42—47.
13. Бородин Б. А., Ломакин В. М., Мокряков В. В., Петухов В. М., Хрулев А. К. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы. М.: Радио и связь, 1985.

Сведения об авторе

Борис Иванович Григорьев — канд. техн. наук, доцент; Униаерситет ИТМО, кафедра электроники
E-mail: a.a.rassadina@gmail.com

Рекомендована кафедрой
электроники

Поступила в редакцию
27.10.14 г.

Ссылка для цитирования: Григорьев Б. И. Стационарные режимы усиления биполярных транзисторов // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 372—379.

STATIONARY GAIN MODES OF BIPOLAR TRANSISTORS

B. I. Grigoryev

ITMO University, 197101, Saint Petersburg, Russia
E-mail: a.a.rassadina@gmail.com

The boundary value problem describing adequately the stationary gain modes of $p-n-p$ - and $n-p-n$ -bipolar transistors in a wide range of the collector current density is formulated and solved. Expressions for current gain, as well as for injection efficiency, minority carriers transfer coefficient at high injection levels in the basic areas of bipolar transistor are derived and analyzed. The basic physical mechanisms responsible for increase as well as for decrease in gain with increased collector current from the lowest possible up to the maximal allowable values are considered. Comparative analysis of the obtained theoretical results with experiments data is presented.

Keywords: bipolar transistor, collector current, collector—emitter current gain, injection rate, carrier lifetime in the base, emitter, base, combined semiconductors.

Data on author

Boris I. Grigoryev — PhD, Associate Professor; ITMO University, Department of Electronics;
E-mail: a.a.rassadina@gmail.com

Reference for citation: Grigoryev B. I. Stationary gain modes of bipolar transistors // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroyeniye. 2015. Vol. 58, N 5. P. 372—379 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-372-379

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.397+623.4.052.5
DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-380-384

КОНЦЕПТУАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ОХРАННОЙ СИСТЕМЫ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ С МОДУЛЕМ УПРЕЖДЕНИЯ ОПАСНОСТИ

М. Б. ЛЕОНОВ, В. Н. НАЗАРОВ

*Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: muxeu87@yandex.ru*

Представлена концепция разработки охранной системы видеонаблюдения, содержащей модуль упреждения опасности, в состав которого входит снайперский комплекс и специальное оборудование для определения координат целей. Управление снайперским комплексом осуществляется дистанционно. При наведении на цель все поправки на стрельбу вводятся в автоматическом режиме.

Ключевые слова: *система видеонаблюдения, модуль упреждения опасности, снайперский комплекс, прицел, беспилотный летательный аппарат, целеуказатель, поправки на стрельбу.*

Существующие системы видеонаблюдения находят в настоящее время широкое применение — от охраны территории до проведения разведывательных операций и обеспечения безопасности людей. Развитие таких систем предусматривает создание универсальных приборов, работающих в различных спектральных диапазонах и пригодных для использования в разное время суток и в сложных погодных условиях, а также реализацию возможности удаленного управления такими приборами, что обеспечивается за счет использования новых технологий, современной элементной базы и конструктивных решений.

В связи с тенденцией к компьютеризации и автоматизации прицельной техники стрелкового оружия она, фактически, становится системой видеонаблюдения — это позволяет автоматизировать ввод поправок на стрельбу и, самое главное, передавать изображение, наблюдаемое в поле зрения прицела, по каналам связи, что, в свою очередь, позволяет удалить оператора от линии огня и управлять огнем дистанционно [1].

Разработки по созданию прицелов с системами дистанционного видеонаблюдения успешно ведутся за рубежом: в начале 2013 г. американская компания “Tracking Point” представила макет компьютеризированного снайперского комплекса PGF (Precision Guided Firearm — высокоточное огнестрельное оружие) [2]. Стрелковое оружие оснащается специальным оптическим прицелом, конструкция которого представлена на рис. 1. За счет модуля беспроводной сети, входящего в состав электронного блока, снайперский комплекс может быть синхронизирован с планшетным компьютером на базе операционных систем iOS или Android. Вся информация о баллистических и метеорологических условиях ведения огня фиксируется на встроенном в прицел накопителе информации. Электронный блок, помимо модуля беспроводной сети, содержит метеорологические датчики (давления и температуры), баллистический калькулятор, компас, а также USB-порт для подключения к персональному компьютеру [2].

Тем не менее подобная разработка не позволяет полностью автоматизировать процесс ведения огня по целям, так как отсутствует возможность удаленного управления стрельбой; кроме того, в данной модели не предусмотрена процедура автоматизированного ввода поправки на скорость ветра.



Рис. 1

Более глобальный подход к системам видеонаблюдения осуществлен Управлением перспективных исследований и разработок Министерства обороны США: была разработана концепция системы управления боем PCAS (Persistent Close Air Support — непрерывная ближняя авиационная поддержка), представляющей собой совокупность коммуникационных сетей, каналов передачи данных, цифровых систем наведения на цель и управления огнем [3].

Система PCAS, концептуальная модель которой представлена на рис. 2, подразделяется на два комплекса: воздушный (выдает пилотам на основе переданных с Земли данные рекомендации по оптимальным маршрутам для захода на цель) и наземный (в реальном времени выводит данные воздушной разведки на планшетный компьютер оператора). Такая система позволяет обеспечить более быстрое, точное и скоординированное взаимодействие между воздушными и наземными силами в напряженных условиях реальных боевых действий. Некоторые компоненты системы PCAS уже прошли первые крупномасштабные испытания [3].



Рис. 2

Рассмотренные системы PGF и PCAS, однако, не могут быть использованы в качестве охранной системы видеонаблюдения. Поэтому весьма актуальной является разработка охранной системы видеонаблюдения, оснащенной модулем упреждения опасности, в состав которого входят автоматизированный снайперский комплекс и дополнительные устройства для

определения координат целей. Первым этапом создания такой системы является разработка концептуальной модели.

В основе концепции современной системы видеонаблюдения (рис. 3) лежит полная автоматизация процесса ведения огня при удалении оператора от линии огня. Оператор находится в укрытии с известными координатами (широта B_0 , долгота L_0 , высота над уровнем моря H_0), вне прямой видимости цели (мишени M), и управляет огнем дистанционно с помощью специального оборудования. На экране планшетного компьютера, соединенного с автоматизированным снайперским комплексом (АСК) с известными координатами (широта B_1 , долгота L_1 , высота H_1), отображается информация, наблюдаемая в поле зрения прицела оружия. Для определения координат укрытия (месторасположения оператора) и снайперского комплекса используются ГЛОНАСС-спутник и навигатор [4].

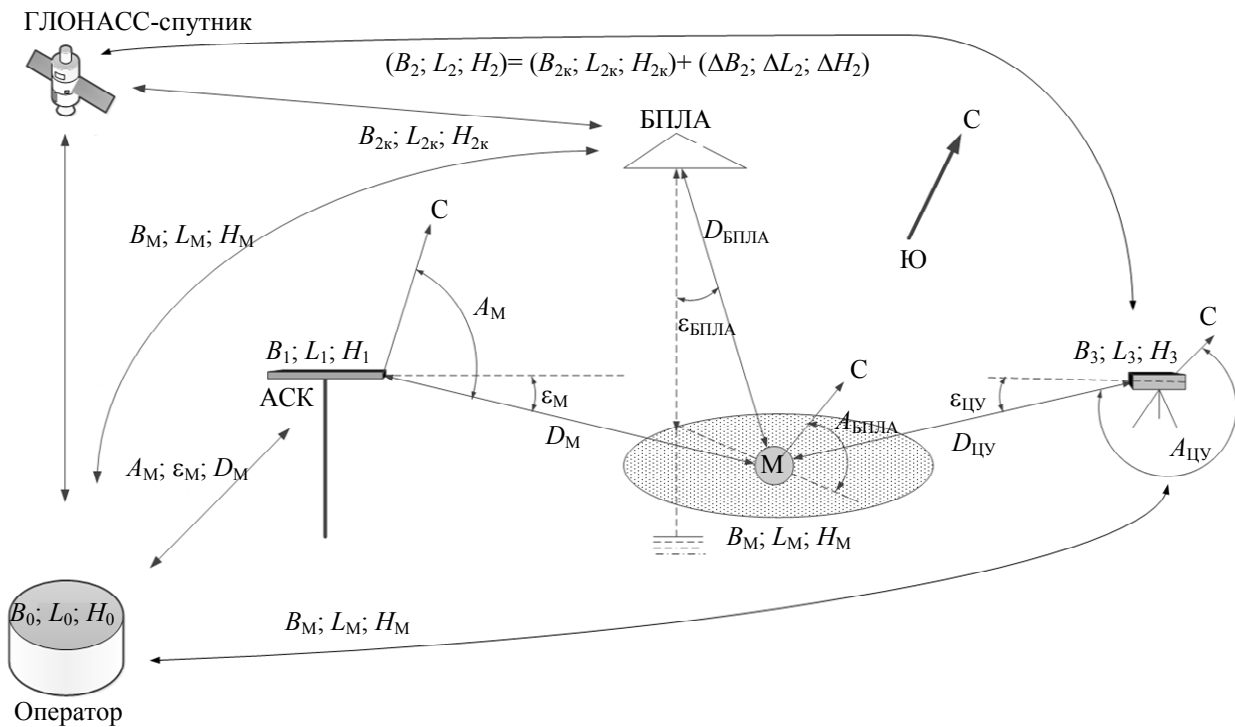


Рис. 3

Для того чтобы найти цель в поле зрения прицела, оператору необходимо знать координаты объекта, которые определяются с помощью специального оборудования, например беспилотного дистанционно пилотируемого летательного аппарата (БПЛА) либо трехкоординатного оптико-электронного целеуказателя [5, 6].

В случае использования БПЛА определение координат объекта возможно с помощью как оптико-электронного оборудования [7], так и компактных радиолокационных модулей [8]; при этом обеспечивается фото- или видеосъемка местности. Результаты такой разведки сохраняются в памяти системы видеонаблюдения летательного аппарата.

Разрешающая способность объектива и ПЗС-матрицы оптической системы БПЛА должна быть достаточной для обнаружения, распознавания и идентификации целей [9]. Управление летательным аппаратом осуществляется оператором посредством специального оборудования, работающего на основе данных ГЛОНАСС-спутника. Оператор до начала разведки задает маршрут (курс) БПЛА (широта B_{2k} , долгота L_{2k} , высота над уровнем моря H_{2k}), при этом обеспечивается передача данных о его местоположении (B_2, L_2, H_2) . При отклонении от заданного маршрута корректировка курса (широта ΔB_2 , долгота ΔL_2 , высота над уровнем моря ΔH_2) осуществляется посредством ГЛОНАСС-спутника. Необходимо учитывать, что отклонение БПЛА от курса напрямую влияет на погрешность определения координат объекта.

В зависимости от используемого оборудования координаты объекта (мишени) могут быть определены в различных координатных системах:

— при использовании ГЛОНАСС-спутника определяются абсолютные координаты объекта: широта B_M , долгота L_M , высота над уровнем моря H_M ;

— при использовании радиолокационных модулей определяются относительные координаты: расстояние до объекта $D_{БПЛА}$, угол места $\varepsilon_{БПЛА}$, азимут цели $A_{БПЛА}$.

При невозможности использования БПЛА (например, в горных районах) определение координат объекта осуществляется с помощью наблюдателя (разведчика), оснащенного трехкоординатным оптико-электронным целеуказателем. В этом случае также будут определены дальность до объекта $D_{ЦУ}$, азимут цели $A_{ЦУ}$, угол места $\varepsilon_{ЦУ}$, но уже относительно наблюдателя [5, 6]. Далее, зная местоположение разведчика с целеуказателем (широта B_3 , долгота L_3 , высота над уровнем моря H_3), можно координаты объекта перевести в абсолютные (B_M , L_M , H_M) и передать оператору.

Получив координаты объекта, оператор вводит данные в персональный компьютер. При этом следует обеспечить компенсацию поворота ствола оружия (посредством, например, акселерометра) для предотвращения наклона изображения на экране, возникающего вследствие неточной работы механизмов наведения. Далее необходимо последовательно произвести обнаружение, распознавание и идентификацию цели. Эти процессы являются вероятностными и их успешная реализация зависит от ряда случайных факторов (например, яркости или контрастности изображения на экране). В случае невозможности обнаружения цели в системе видеонаблюдения предусмотрена функция обработки изображения, используемая для выделения объекта.

После наведения на цель определяются метеорологические условия, при которых осуществляется ведение огня (давление, температура, влажность, скорость ветра). Эти данные измеряются соответствующими датчиками и вводятся в систему управления снайперским комплексом. Далее оператор подает команду введения угла прицеливания в автоматическом режиме. Включается дальномер, который определяет дальность до цели относительно АСК. Согласно баллистической таблице, хранящейся в памяти АСК, вводятся углы прицеливания (соответствующие измеренной дальности) в вертикальной и горизонтальной плоскостях с учетом поправки на деривацию.

По результатам разработки концептуальной модели системы видеонаблюдения необходимо провести анализ метрологических и вероятностных характеристик прицельной техники, перейти к созданию прицела, с помощью которого можно с высокой вероятностью обнаружить, распознать и идентифицировать объект на дальних дистанциях.

Основными задачами при разработке системы видеонаблюдения являются:

- создание математической модели системы;
- выработка технических требований к отдельным узлам системы;
- подбор элементной базы системы (вариофокальный объектив, ПЗС- или КМОП-матрица, дополнительное электронное оборудование, включая „электронную сетку“ прицела);
- разработка конструкции прицела;
- исследование возможности автоматизации ввода баллистических и метеорологических поправок при стрельбе;
- определение дальности действия прицела по критерию Джонсона (на основе результатов теоретического оценивания возможности идентификации объекта).

В ходе дальнейшей разработки необходимо исследовать возможность совмещения каналов различных спектральных диапазонов.

В результате планируется создать охранную систему видеонаблюдения, оснащенную модулем дистанционного предупреждения опасности, в состав которого входят автоматизированный снайперский комплекс и устройства целеуказания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Леонов М. Б., Назаров В. Н. Концептуальная модель современной системы видеонаблюдения с автоматизированным снайперским комплексом // Сб. трудов XI Междунар. конф. „Прикладная оптика-2014“. 2014. Т. 1. С. 100—104 [Электронный ресурс]: <<http://www.oop-ros.org/po2014/Part1.docx>>.
2. Boyd B., Lopher J. Precision guided firearms: disruptive small arms technology // Proc. SPIE, Display Technologies and Applications for Defense, Security, and Avionics VII. 2013. Vol. 8736.
3. Persistent Close Air Support (PCAS) // DARPA [Электронный ресурс]: <[http://www.darpa.mil/Our_Work/TTO/Programs/Persistent_Close_Air_Support_\(PCAS\).aspx](http://www.darpa.mil/Our_Work/TTO/Programs/Persistent_Close_Air_Support_(PCAS).aspx)>. 20.01.2014.
4. Яценков В. С. Основы спутниковой навигации. Системы GPS NAVSTAR и ГЛОНАСС. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 272 с.
5. Леонов М. Б., Разумовский И. Т. Концептуальная модель трехкоординатного оптико-электронного целеуказателя // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 11. С. 73—77.
6. Леонов М. Б. Разработка трехкоординатного целеуказателя для топографических задач // Аннотированный сборник научно-исследовательских выпускных квалификационных работ магистров НИУ ИТМО. СПб: НИУ ИТМО, 2013. С. 151—154.
7. Зеленюк Ю. И., Костяшкин Л. Н. ФГУП „ГРПЗ“: новые возможности приборного обеспечения БПЛА // Национальная оборона. 2009. Т. 34, № 1.
8. Волков М. Новые возможности беспилотной разведки // Беспилотная авиация [Электронный ресурс]: <http://uav.ru/articles/sar_for_uav.pdf>, 20.01.2014.
9. Ростопчин В. В., Дмитриев М. Л. Применение цифровых оптических систем для беспилотных летательных аппаратов // Беспилотная авиация [Электронный ресурс]: <http://uav.ru/articles/opteq_uav.pdf>, 20.01.2014.

Сведения об авторах

- Михаил Борисович Леонов** — аспирант; Университет ИТМО, кафедра компьютерной фотоники и видеоинформатики; E-mail: muxeu87@yandex.ru
- Виктор Николаевич Назаров** — канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, кафедра компьютерной фотоники и видеоинформатики; E-mail: naz_1946@mail.ru

Рекомендована кафедрой
компьютерной фотоники и видеоинформатики

Поступила в редакцию
27.11.14 г.

Ссылка для цитирования: Леонов М. Б., Назаров В. Н. Концептуальная модель охранной системы видеонаблюдения с модулем предупреждения опасности // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 380—384.

CONCEPTUAL MODEL OF SURVEILLANCE SYSTEM WITH PREDICTION UNIT

M. B. Leonov, V. N. Nazarov

*ITMO University, 197101, Saint Petersburg, Russia
E-mail: muxeu87@yandex.ru*

A conceptual model of modern surveillance system with prediction unit for premises security alarm is presented. The prediction unit consists of automatic sniper rifle system and special equipment for target location (e.g., unmanned aerial vehicle or three-coordinate designator). Sniper rifle system is distance controlled. Aiming corrections data are set automatically.

Keywords: surveillance system, prediction unit, sniper rifle system, unmanned aerial vehicle, three-coordinate designator, aiming correction data.

Data on authors

- Mikhail B. Leonov** — Post-Graduate Student; ITMO University, Department of Computer Photonics and Digital Video Processing; E-mail: muxeu87@yandex.ru
- Viktor N. Nazarov** — PhD, Associate Professor; ITMO University, Department of Photonics and Digital Video Processing; E-mail: naz_1946@mail.ru

Reference for citation: Leonov M. B., Nazarov V. N. Conceptual model of surveillance system with prediction unit // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroyeniye. 2015. Vol. 58, N 5. P. 380—384 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-380-384

ОПТОАКУСТИЧЕСКИЙ ВОЛОКОННЫЙ КОНВЕРТЕР ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А. В. СКРИПНИК

*Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: alesch_skrypnik@mail.ru*

Рассматриваются свойства сформированного в два этапа оптоакустического волоконного конвертера, преобразующего излучение импульсного полупроводникового ИК-лазера в акустическую энергию. Конвертер расположен на торце выходного конца кварцевого волокна, доставляющего излучение лазера, и при помещении в воду формирует направленный поток микропузырей, который может быть использован для очистки поверхности твердого тела от адсорбированных ею продуктов. Представлены результаты сканирующей электронной микроскопии, рентгеноструктурного анализа состава конвертера и термографии его поверхности, а также результаты измерения коэффициента оптического пропускания конвертера и высокоскоростной видеосъемки его работы. Проведена регистрация акустических сигналов, генерируемых конвертером в воде под действием лазерного излучения с длиной волны $\lambda=980\pm 10$ нм.

Ключевые слова: *оптическое волокно, полупроводниковый лазер, конвертер, лазерное излучение, высокоскоростная видеосъемка, температура, акустика.*

Введение. В настоящее время лазерные технологии развиваются, в том числе, и за счет создания конвертеров, преобразующих лазерное излучение в другие виды энергии [1, 2]. В ряде случаев использование таких конвертеров позволяет существенным образом повысить эффективность и безопасность лазерного воздействия.

Конвертеры, преобразующие лазерное излучение в тепло, достаточно широко используются в медицине [3—6]. Так, в работе [7] описан волоконный оптоакустический конвертер, сформированный на выходном торце кварцевого световода в два этапа. Для некоторых биомедицинских применений, например при хирургическом лечении заболеваний опорно-двигательного аппарата, доминирующими (т.е. определяющими исход операции), по мнению авторов работы [8], являются не тепловые, а гидродинамические процессы, происходящие в зоне лазерного воздействия. Некоторые лазерные медицинские технологии, как отмечается в работе [9], основаны на эффективных гидродинамических процессах, происходящих под действием лазерного излучения в водонасыщенных биотканях.

В работах [8—10] исследованы гидродинамические эффекты, индуцированные в воде непрерывным излучением лазеров средней мощности (1—10 Вт), поступающим через оптическое кварцевое волокно диаметром 400 мкм. Выходной торец световода предварительно „зачернялся“ (blackened) в результате контакта с деревом в течение 1 с при средней мощности лазерного излучения 3 Вт (без этого действия гидродинамические процессы не наблюдались). Отмечается, что гидродинамические процессы в воде связаны со взрывным кипением вблизи нагретой поверхности торца световода, а формирующиеся пузыри размером в десятки микрометров имели скорость до 100 мм/с. При этом наблюдаемые гидродинамические эффекты сопровождаются высокоинтенсивными акустическими сигналами в широком диапазоне частот [9], а также генерацией интенсивных акустических волн и даже ударной волны [10].

Следует обратить внимание на то, что используемый для преобразования лазерной энергии в акустическую волну конвертер был сформирован в результате однократного

воздействия лазерного излучения на дерево, т.е. в один этап. Однако такой конвертер имеет ряд ограничений. Так, в работе [9] анализируется деградация поверхности торца волокна вследствие гидродинамических процессов: показано, что температура в непосредственной близости от поверхности торца может составлять до нескольких тысяч градусов при интенсивности лазерного излучения примерно 10^4 Вт/см². Кавитационный коллапс пузырей в жидкости вблизи поверхности торца волокна приводит к высокой скорости кумулятивных (накопленных) микроструй, которые могут разрушить твердую поверхность [10]. Этот эффект способствует появлению множественных трещин на пленке и в пористой структуре, образованию сверхкритического давления в воде и даже формированию кристаллов наноалмазов.

Таким образом, создание на выходном торце оптического световода конвертера, преобразующего лазерное излучение в акустическую волну, позволяет существенным образом повысить эффективность использования лазеров в медицине.

В настоящей статье рассматривается оптоакустический волоконный конвертер (ОАВК), преобразующий энергию излучения импульсного полупроводникового лазера с длиной волны $\lambda=980\pm 10$ нм в акустическую энергию, и обсуждаются возможные применения такого конвертера.

Конвертер формируется на торце выходного конца кварцевого световода в два этапа [7]. На первом этапе торец волокна соприкасается с поверхностью мишени, содержащей углерод, и производится его облучение при средней мощности 20 Вт в течение 500 мс; на втором этапе торец, размещаемый в воздушной среде, облучается при средней мощности 10 Вт в течение 1000 мс.

Материал и метод. В качестве источника лазерного излучения использовался полупроводниковый лазер "IPG Photonics" (США) с волоконной системой „доставки“ и длиной волны $\lambda=980\pm 10$ нм. Лазерное излучение передавалось по кварцевому оптическому волокну марки "OFS TCL-MB 320H" ("Coastal Connection", США) с диаметром световедущей жилы порядка 320 мкм, имеющему числовую апертуру $NA=0,37$. Максимальная средняя мощность лазерного излучения, достигаемая на выходе оптического волокна в непрерывном режиме генерации, составляла 30 Вт.

Исследования с помощью сканирующей электронной микроскопии (СЭМ) и рентгеноструктурного анализа проводились с использованием сканирующего электронного микроскопа "Carl Zeiss EVO 40" ("Carl Zeiss", Германия) и рентгенофлуоресцентного энергодисперсионного анализатора "INCA-ActX" ("Oxford Instruments", Великобритания). В качестве образцов были использованы кварцевое волокно оптического качества (исходное) и кварцевое волокно, содержащее ОАВК. Перед исследованием образцы предварительно очищались от загрязнений под действием ультразвука в этаноле.

Оценка температуры разогреваемой под действием лазерного излучения поверхности ОАВК, размещенного на воздухе, производилась с помощью высокоскоростной термокамеры "Flir Titanium 520M" ("Flir", США).

Коэффициент оптического пропускания рассчитывался как отношение амплитуды зарегистрированного посредством фотоприемника "PDA 100A" ("Thorlabs", США) и цифрового осциллографа "TDS 2024B" ("Tektronix", США) сигнала с выхода волокна, содержащего ОАВК, к амплитуде сигнала с выхода волокна, не содержащего подобный конвертер.

Процессы, происходящие до, во время и после лазерного воздействия, регистрировались с помощью высокоскоростной видеокамеры "Photron FASTCAM SA4" ("Photron", Япония) при скорости 100 тыс. кадров/с и экспозиции одного кадра 10 мкс. В результате анализа видеоматериалов зарегистрировано образование направленного потока микропузырей воды. Путем измерения длины треков, оставляемых движущимися микропузырями в кадре, оценивалась скорость их перемещения.

Для регистрации акустического сигнала, генерируемого помещенным в воду ОАВК под действием на него лазерного излучения, использовался гидрофон “DAPCO NP 10-3” (DAPCO, США), который располагался на расстоянии 3 мм от центра источника звука. Чувствительность гидрофона 0,077 МПа/В. Исследовались амплитуда и форма акустических сигналов, генерируемых лазерными импульсами длительностью (τ) 1, 5 и 10 мс. Средняя мощность лазерного излучения (P_{cp}) во всех случаях не превышала 2 Вт, пиковая же мощность лазерного излучения $P_{п} \approx 20$ Вт.

В ходе эксперимента также исследовалась возможность использования потока микропузырей для очистки керамической пластины от расположенных на ее поверхности частиц графита.

Результаты и их обсуждение. Оптическое и СЭМ-изображения ОАВК представлены на рис. 1, а, б соответственно. Обращает на себя внимание следующее:

— по сравнению с кварцевым волокном размер конвертера, сформированного на торце выходного конца волокна, превышает его исходные габариты, а именно — поперечный размер ОАВК равен примерно 530 мкм;

— поверхность конвертера выглядит более шероховатой, чем поверхность исходного кварцевого волокна.

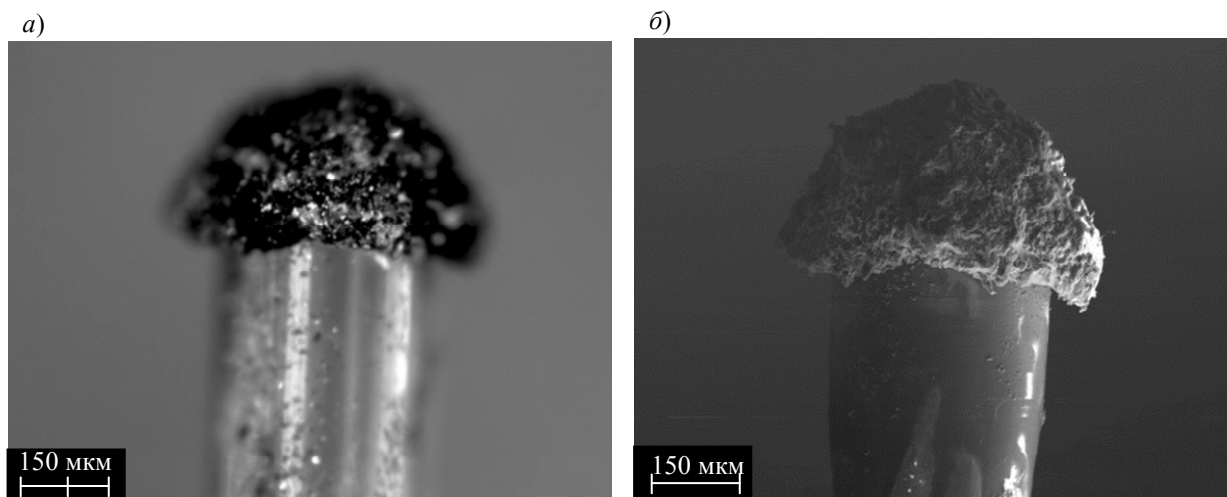


Рис. 1

Рентгеноструктурный анализ исходного кварцевого волокна показал, что оно состоит (в весовых процентах) на 84,53 % из кислорода, на 13,55 % из кремния и на 1,92 % из углерода; после же видоизменения выходного конца волокна — после завершения формирования ОАВК — состав стал следующим: 1,92 % кислорода, 9,04 % кремния, 0,37 % кальция и 88,67 % углерода. Следовательно, основным элементом в составе конвертера является углерод. Присутствие кислорода и кремния можно объяснить наличием их в составе кварца (SiO_2) — основного компонента исходного волокна. Незначительное же количество кальция, по-видимому, является результатом разложения материала мишени, содержащей, помимо углерода, и кальций.

Известно, что углерод имеет высокое поглощение в ИК-области. Так, при $\lambda=980$ нм его коэффициент поглощения достигает $2 \cdot 10^5$ — $4 \cdot 10^5$ см^{-1} [11]. Лазерное излучение, падая на ОАВК, эффективно поглощается содержащимся в нем углеродом; в результате конвертер нагревается. На рис. 2, а, б представлены термограмма (при $P_{cp} = 0,6$ Вт) и зависимость температуры (T) поверхности ОАВК, размещенного на воздухе, от средней мощности подаваемого на него непрерывного излучения с $\lambda=980 \pm 10$ нм. Видно, что тепло распределено по поверхности конвертера неравномерно. Например, при $P_{cp} = 0,6$ Вт максимальная температура 650 °С

наблюдается в центре конвертера, при этом на его периферии, обращенной к волокну, температура составляет $400\text{ }^{\circ}\text{C}$ и ниже (см. рис. 2, а), что, очевидно, связано с отводом тепла от конвертера в объем волокна. При $P_{\text{cp}}=3,0\text{ Вт}$ температура может достигать $1450\pm 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ (см. рис. 2, б). При дальнейшем повышении средней мощности конвертер начинал разрушаться, его поглощающая способность уменьшалась и, как следствие, снижалась температура разогрева поверхности.

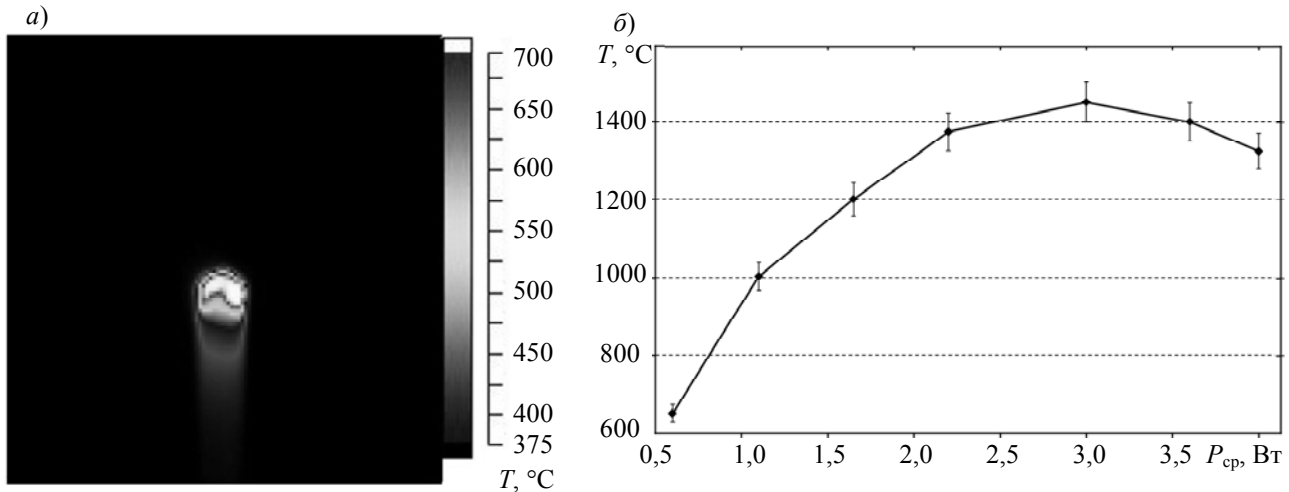


Рис. 2

Измеренное до достижения $T=1450\pm 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ значение коэффициента оптического пропускания $k=7\pm 1\%$, тогда как после достижения указанной температуры оптическое пропускание увеличивалось и соответствовало значению $k=10\pm 1\%$. Следует отметить, что разогрев конвертера до температур ниже $1450\pm 50\text{ }^{\circ}\text{C}$ не приводил к заметному изменению коэффициента k .

На рис. 3 представлены фрагменты (стоп-кадры) высокоскоростной видеосъемки процесса, происходящего вблизи поверхности помещенного в воду ОАВК при его облучении полупроводниковым лазером при $\tau=5\text{ мс}$, $P_{\text{cp}}=25\text{ Вт}$ (здесь t — время, прошедшее от момента начала действия лазерного излучения). Видно, что формирующийся здесь поток микропузырей является результатом многократно повторяющегося в течение действия лазерного импульса процесса, состоящего в образовании и в „схлопывании“ одного более „крупного“ пузыря. Установлено, что подобный пузырь образуется каждые $95\pm 15\text{ мкс}$, а его размер достигает $250\pm 50\text{ мкм}$.

Механизм формирования пузырей может быть связан с нестационарным кипением жидкости на внешней поверхности поглощающего слоя конвертера в результате его лазерного разогрева, а также действия ИК-излучения. Следует отметить, что размер области, в которой регистрируется поток микропузырей, увеличивается в течение действия лазерного импульса. По окончании лазерного воздействия формирование потока микропузырей прекращается.

При формировании и „схлопывании“ пузырей, а также при их перемещении генерируется акустическая волна, результаты регистрации которой при $P_{\text{п}}=20\text{ Вт}$ и $\tau=5\text{ мс}$ приведены на рис. 4, а (где 1 — акустический сигнал, 2 — „оггибающая“ акустического сигнала, 3 — лазерный импульс); на рис. 4, б представлены результаты оценивания средних значений скорости перемещения микропузырей (V), произведенного при длительности лазерного импульса 1, 5 и 10 мс.

Анализ осциллограммы (см. рис. 4, а) показывает, что в акустическом сигнале наблюдается очевидное присутствие модуляции, ее частотная характеристика, согласно последующей оценке, находится в диапазоне $8\text{—}12\text{ кГц}$, что коррелирует с периодом формирования пузырей вблизи поверхности ОАВК (см. рис. 3).

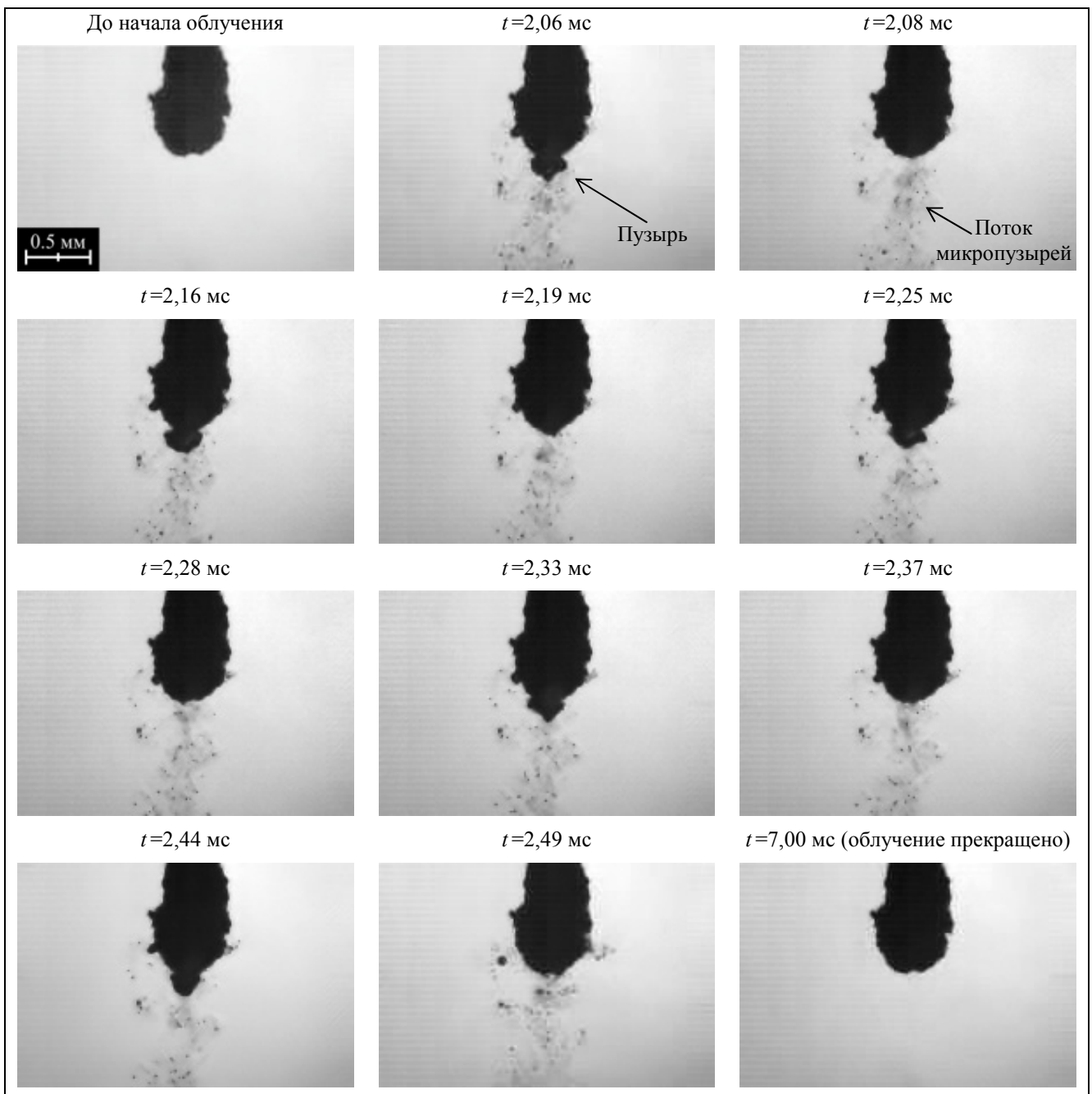


Рис. 3

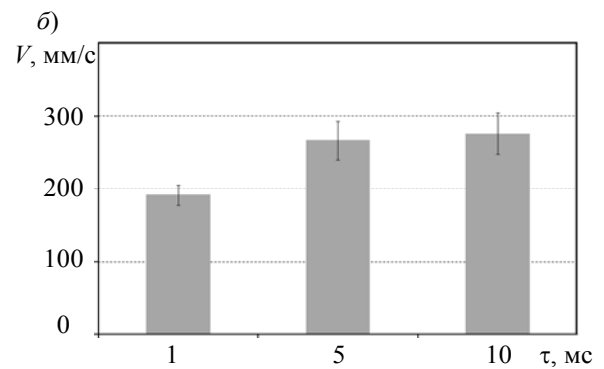
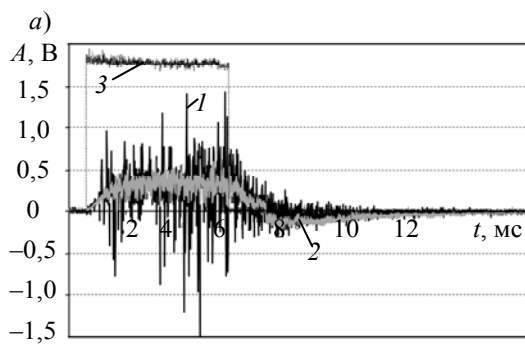


Рис. 4

„Огибающая“ акустического сигнала представляет собой результат арифметического усреднения амплитуд различных зарегистрированных сигналов. Следует отметить, что „огибающая“ содержит как положительный, так и отрицательный компоненты. Положительный компонент может быть связан с увеличением/расширением области „занятой“ потоком микропузырей, а его продолжительность коррелирует с длительностью лазерного импульса. Отрицательный компонент может быть связан с уменьшением области „занятой“ потоком микропузырей, вследствие прекращения лазерного воздействия. Необходимо отметить также, что амплитуда и форма акустической волны, как и скорость перемещения микропузырей зависят от длительности лазерного импульса, а именно: чем больше τ , тем выше значения A и V (см. рис. 4, б). Средняя скорость движения микропузырей достигала здесь 280 ± 30 м/с.

Показатель эффективности преобразования лазерной энергии E_0 в энергию акустической волны E_s определяется как

$$\eta_s = \frac{E_s}{E_0} \cdot 100 \% . \quad (1)$$

Согласно работам [12, 13]

$$E_s = \frac{4\pi r_m^2}{\rho_0 c_s} p_s^2 \Delta t_s , \quad (2)$$

где r_m — расстояние от центра источника звука до гидрофона ($r_m = 3$ мм); p_s — пиковое давление акустического импульса, имеющего длительность Δt_s по полувысоте амплитуды; $c_s = 1494,3$ м/с — скорость звука в воде; $\rho_0 = 997,299$ кг/м³ — плотность воды.

Акустический импульс (см. рис. 4, а) длительностью $\Delta t_s = 4,8$ мс был получен при действии на ОАВК импульса лазерного излучения с $E_0 = 125$ мДж; пиковое давление $p_s = 38,5$ кПа. Тогда согласно выражению (2) получаем, что $E_s = 540$ мкДж. Подставив данные значения E_0 и E_s в формулу (1), получим $\eta_s = 0,4$ %.

Как показано в работе [14], эффективность преобразования излучения, например, гольмиевого лазера (YAG: Ho, $\lambda = 2,12$ мкм) в энергию акустической волны при облучении воды с помощью кварцевого световода составляет около 0,1 %. Таким образом, исследуемый в настоящей статье оптоакустический волоконный конвертер представляется более эффективным, что можно объяснить высоким поглощением им лазерного излучения.

Рассмотренный выше процесс формирования потока микропузырей может быть использован для очистки поверхности керамической пластины.

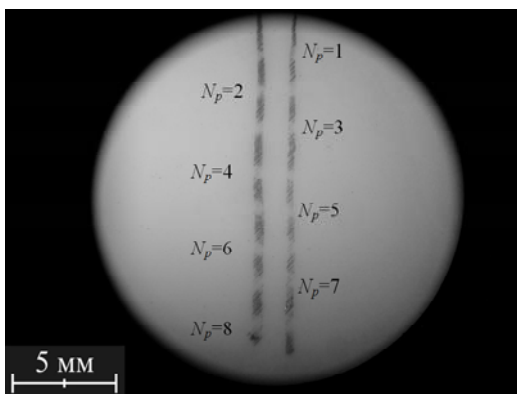


Рис. 5

Керамическая пластина помещалась в воду. Очистка проводилась путем воздействия одиночного лазерного импульса длительностью 100 мс на конвертер, расположенный на расстоянии примерно 0,5 мм напротив участка, содержащего частицы графита (при $P_{\text{л}} \approx 22$ Вт). Фотография поверхности керамической пластины, содержащей частицы графита, до и после очистки ее фрагментов с помощью ОАВК приведена на рис. 5.

Опыт повторялся восемь раз, причем каждый раз количество лазерных импульсов (N_p), действующих на одну и ту же область, содержащую частицы графита, увеличивалось на единицу. В результате было продемонстрировано, что проведение подобным образом организованной очистки поверхности действительно представляется возможным, причем для ее успешной реализации вполне достаточно одного лазерного импульса.

Заключение. Таким образом, впервые совместно исследованы состав, оптические и акустические свойства сформированного в два этапа оптоакустического волоконного конвертера лазерного ИК-излучения. Экспериментально показано, что помещенный в воду конвертер под действием излучения полупроводникового лазера с $\lambda=980\pm 10$ нм и пиковой мощностью до 25 Вт генерирует акустическую волну и поток микропузырей, которые могут быть использованы, например, при очистке керамических поверхностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Pat. US 2012/0123399 A1. Dental Surgical Laser with Feedback Mechanisms / *A. V. Belikov, F. I. Feldchtein, G. B. Altshuler*. N 13/379,916. Publ. 17.05.2012.
2. *El-Sharkawy Y. H., Badr Y., Hassan M.* Laser generation and detection of surface acoustic waves: used for breast cancer detection // Proc. of SPIE. 2006. Vol. 6139. P. 61390Y.
3. “Hot tip”: Another method of laser vascular recanalization / *G. S. Abela, A. Fenech, F. Crea, C. R. Conti* // Lasers in Surgery and Medicine. 1985. Vol. 5, N 3. P. 327—335.
4. Advantages of diode laser (940 nm) over surgical blade in management of ankyloglossia: A Case Report / *Y. Doshi, M. Shah, N. Khandge, A. Sanghavi* // J. of Oral Laser Applications. 2010. Vol. 10, N 4. P. 165—169.
5. *Verdaasdonk R. M., Van Swol C. F. P.* Laser light delivery systems for medical applications // Physics in Medicine and Biology. 1997. Vol. 42. P. 869—894.
6. Термооптическая хирургия: новый минимально инвазивный метод контактной хирургии мягких тканей / *Г. Б. Альтиулер, А. В. Беликов, А. В. Скрипник, Ф. Фельдштейн* // Инновационная стоматология. 2012. № 1. С. 2—12.
7. *Скрипник А. В.* Опотермический волоконный конвертер лазерного излучения // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 9. С. 37—42.
8. *Yusupov V. I., Chudnovskii V. M., Bagratashvili V. N.* Laser-induced hydrodynamics in water-saturated biotissues: 1. Generation of bubbles in liquid // Laser Physics. 2010. Vol. 20, N 7. P. 1641—1646.
9. *Yusupov V. I., Chudnovskii V. M., Bagratashvili V. N.* Laser-induced hydrodynamics in water-saturated biotissues: 2. Effect on delivery fiber // Laser Physics. 2011. Vol. 21, N 7. P. 1230—1234.
10. *Yusupov V. I., Chudnovskii V. M., Bagratashvili V. N.* Laser-induced hydrodynamics in water and biotissues nearby optical fiber tip // Hydrodynamics — Advanced Topics / Ed. *H. Schulz*. Rijeka: InTech, 2011. P. 97—119.
11. *Hennig G. R.* Optical transmission of graphite compounds // J. of Chemical Physics. 1965. Vol. 43, N 4. P. 1201—1206.
12. *Vogel A., Noack J., Nahen K.* et al. Energy balance of optical breakdown in water at nanosecond to femtosecond time scales // Applied Physics B. 1999. Vol. 68, N 2. P. 271—280.
13. *Cole R. H.* Underwater Explosions. Princeton: Princeton Univ. Press, 1948. 438 p. [Электронный ресурс]: <<https://archive.org/stream/underwaterexplos00cole#page/n463/mode/2up>>.
14. *Lü T., Li Z. J.* Underwater holmium-laser-pulse-induced complete cavitation bubble movements and acoustic transients // Chinese Science Bulletin. 2011. Vol. 56, N 12. P. 1226—1229.

Сведения об авторе

Алексей Владимирович Скрипник — канд. физ.-мат. наук; Университет ИТМО, кафедра лазерной техники и биомедицинской оптики; E-mail: alesch_skrupnik@mail.ru

Рекомендована кафедрой
лазерной техники и биомедицинской
оптики

Поступила в редакцию
16.12.14 г.

Ссылка для цитирования: *Скрипник А. В.* Оптоакустический волоконный конвертер лазерного излучения // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 385—392.

FIBER OPTOACOUSTIC CONVERTER OF LASER RADIATION

A. V. Skrypnik

ITMO University, 197101, Saint Petersburg, Russia

E-mail: alesch_skrypnik@mail.ru

Properties of a fiber optic optoacoustic converter (FOAC) of IR pulsed diode laser radiation into acoustical energy are studied. The FOAC is devised in two steps on the end of quartz fiber used for transfer of the laser radiation, and generates a directed stream of microbubbles when placed in the water. Application of the FOAC for cleaning a solid surface of adsorbed material is considered. Data obtained with scanning electron microscopy and X-ray structural analysis of the converter composition are presented as well as results of the converter optical transmission measurements and high-speed shooting of its operation. Acoustic signals generated by the converter in the water under exposure to laser radiation ($\lambda=980\pm 10$ nm) are recorded.

Keywords: optical fiber, semiconductor (diode) laser, converter, laser radiation, high-speed video, temperature, acoustic.

Data on author**Alexey V. Skrypnik**

— PhD, Associate Professor; ITMO University, Department of Laser Technologies and Biomedical Optics; E-mail: alesch_skrypnik@mail.ru

Reference for citation: Skrypnik A. V. Fiber optoacoustic converter of laser radiation // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroenie. 2015. Vol. 58, N 5. P. 385—392 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-385-392

ДВУХВОЛНОВОЙ МЕТОД КАЛИБРОВКИ СОЛНЕЧНЫХ ФОТОМЕТРОВ ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ

Р. О. ГУСЕЙНОВА

*Азербайджанский государственный архитектурно-строительный университет,
AZ1073, Баку, Азербайджан
E-mail: renahuseynova55@gmail.com*

Предлагается двухволновой метод калибровки солнечных фотометров с высокой точностью. В качестве функционального анализа рассматривается графоаналитический метод диаграмм Лэнгли. Показано, что несмотря на симметричность математического выражения закона Бугера — Бера относительно оптической воздушной массы и оптической толщины аэрозоля построение диаграммы Лэнгли с взаимной заменой этих параметров невозможно. Приведен алгоритм реализации метода.

Ключевые слова: солнечный фотометр, калибровка, метод Лэнгли, оптическая воздушная масса, аэрозоли.

Суммарная солнечная радиация при среднем значении расстояния между Солнцем и Землей известна как „солнечная постоянная“, однако спутниковые измерения, осуществленные в 1980—90-х гг., показали очевидность изменения этой величины. До спутниковых измерений солнечная радиация оценивалась наземными радиометрами с помощью традиционного метода диаграмм Лэнгли. Развитие спутниковой измерительной техники привело, в свою очередь, к созданию более совершенных наземных сетей и систем атмосферных измерений, в частности сети AERONET. Подробное описание солнечных радиометров сети AERONET приведено в работе [1]. Автоматизированная сеть AERONET охватывает более 200 измерительных пунктов, распределенных по всему миру.

Основным фактором ограничения точности наземных измерений солнечной радиации является изменение оптических свойств атмосферы.

Остановимся коротко на методе Лэнгли и рассмотрим возможность введения альтернативного метода, дуального методу Лэнгли.

Метод Лэнгли базируется на законе Бугера — Бера, который в общем случае имеет следующий вид:

$$I_1 = I_0 \exp(-m\tau), \quad (1)$$

где I_1 — измеренная фотометром солнечная спектральная радиация на уровне Земли; I_0 — солнечная спектральная радиация на верхней границе атмосферы; m — оптическая воздушная масса; τ — суммарная оптическая толщина атмосферы.

Прологарифмировав обе части выражения (1), получим

$$\ln I_1 = \ln I_0 - m\tau. \quad (2)$$

Заметим, что уравнение (2) является основой метода диаграмм Лэнгли, в котором строятся графики зависимости $\ln I_1(m)$ при разных значениях τ . Величина I_0 определяется продолжением графиков влево до предельного значения $m = 0$.

Рассмотрим, не останавливаясь на функциональных возможностях этого метода, вопрос о точности получаемых результатов. Из выражения (2) получим уравнение, позволяющее вычислить погрешность определения солнечной постоянной по методу Лэнгли:

$$\frac{\Delta I_0}{I_0} = \frac{\Delta I_1}{I_1} + \tau \frac{\Delta m}{m} + m \frac{\Delta \tau}{\tau}. \quad (3)$$

Метод Лэнгли предусматривает варьирование величины m , следовательно, отношение $\Delta m/m$ можно классифицировать как инструментальную погрешность; здесь также принимается, что $\tau = \text{const}$, следовательно, составляющая $\Delta \tau/\tau$ должна быть отнесена к методической погрешности.

Представленный анализ возможных погрешностей при реализации метода Лэнгли позволяет перейти к синтезу новых методов калибровки солнечных фотометров. Теоретической основой такого синтеза является само математическое выражение закона Бугера — Бера, т.е. формула (1), а также запись этой формулы для длины волны, при которой линии поглощения атмосферных газов отсутствуют:

$$I(\lambda) = CI_0 \exp\{-m\tau_{\text{аер}}(\lambda)\}. \quad (4)$$

В выражении (4) принято условие

$$\tau_{\text{аер}}(\lambda) = \tau(\lambda), \quad (5)$$

где $\tau_{\text{аер}}(\lambda)$ — оптическая толщина аэрозоля, C — коэффициент калибровки.

Формула (4) абсолютно симметрична относительно параметров m и $\tau_{\text{аер}}(\lambda)$. Свойство симметричности означает, что гипотетически можно построить калибровочную линию, аналогичную калибровочной линии Лэнгли, путем замены на оси абсцисс параметра m на параметр $\tau_{\text{аер}}(\lambda)$.

Однако любые две точки A и B , полученные в результате измерений τ_1 и τ_2 в диапазоне калибровки фотометра, либо через временной интервал Δt между измерениями, либо на двух разных длинах волн, не могут быть соединены прямой линией:

— если, как и в методе Лэнгли, первичным аргументом $\tau_{\text{аер}}$ является текущее время t , то вследствие случайного характера изменения $\tau_{\text{аер}}$ во времени линия, соединяющая точки A и B , не является прямой;

— если первичным аргументом $\tau_{\text{аер}}$ является длина волны и смена длин волн происходит за короткое время Δt , в течение которого аэрозольная обстановка не изменяется, то линия, соединяющая точки A и B , также не будет прямой, так как оптическая толщина аэрозоля согласно формуле Ангстрема [2] является нелинейной функцией длины волны, т.е.

$$\tau_{\text{аер}}(\lambda) = \beta\lambda^{-\alpha}, \quad (6)$$

где β — показатель аэрозольной мутности атмосферы, α — показатель Ангстрема.

Таким образом, анализ показывает, что свойство симметричности математического выражения закона Бугера — Бера не позволяет исключить погрешность классических диаграмм Лэнгли, вызываемую влиянием аэрозолей, путем замены основного аргумента диаграммы на оптическую толщину аэрозоля.

Для исключения влияния нестабильности оптической толщины аэрозоля на точность проводимой калибровки можно предложить двухволновой параметрический метод, алгоритм реализации которого заключается в следующем.

1. Проводятся солнечно-фотометрические измерения на длинах волн λ_1 и $\lambda_2 = k_1\lambda_1$, где $k_1 = \text{const}$. Выбор коэффициента k_1 осуществляется таким образом, чтобы на длине волны λ_2 отсутствовали линии поглощения атмосферных газов. При этом оптическая толщина аэрозоля вычисляется соответственно по следующим формулам:

$$\tau_{\text{аер}}(\lambda_1) = \beta\lambda_1^{-\alpha}, \quad (7)$$

$$\tau_{\text{aer}}(k_1\lambda_1) = \beta k_1^{-\beta} \lambda_1^{-\alpha}. \quad (8)$$

Сигнал фотометра с учетом формул (7) и (8) характеризуется выражением

$$I(\lambda_1) = CI_0(\lambda_1) \exp\{-m\tau_{\text{aer}}(\lambda_1)\} = CI_0(\lambda_1) \exp(-m\beta\lambda_1^{-\alpha}), \quad (9)$$

тогда оптическая толщина аэрозоля определяется как

$$\tau_{\text{aer}}(k_1\lambda_1) = CI_0(k_1\lambda_1) \exp(-m\beta k_1^{-\alpha} \lambda_1^{-\alpha}). \quad (10)$$

Возведем выражение (9) в степень k_2 :

$$I^{k_2}(\lambda_1) = C^{k_2} I_0^{k_2}(\lambda_1) \exp(-k_2 m \beta \lambda_1^{-\alpha}). \quad (11)$$

Приняв

$$k_2 = k_1^{-\alpha} \quad (12)$$

и разделив уравнение (10) на выражение (11), получим

$$\frac{I(k_1\lambda_1)}{I^{k_2}(\lambda_1)} = \frac{CI_0(k_1\lambda_1) \exp(-m\beta k_1^{-\alpha} \lambda_1^{-\alpha})}{C^{k_2} I_0^{k_2}(\lambda_1) \exp(-k_2 m \beta \lambda_1^{-\alpha})} = \frac{I_0(k_1\lambda_1)}{C^{k_2-1} I_0^{k_2}(\lambda_1)}, \quad (13)$$

откуда окончательно получаем

$$C = {}_{k_2-1} \sqrt{\frac{I^{k_2}(\lambda_1) I_0(k_1\lambda_1)}{I(k_1\lambda_1) I_0^{k_2}(\lambda_1)}}. \quad (14)$$

Таким образом, используя выражение (14) и проводя за короткий интервал времени измерения $I(\lambda_1)$, $I(k_1\lambda_1)$, можно вычислить коэффициент калибровки.

Отметим, что основная погрешность предлагаемого метода может возникнуть из-за несовершенства модели Ангрстрема (6), которое заключается в том, что показатель β несколько изменяется при изменении длины волны. В этом случае

$$I^*(k_1\lambda_1) = CI_0(k_1\lambda_1) \exp\{-m(\beta + \Delta\beta) k_1^{-\alpha} \lambda_1^{-\alpha}\}, \quad (15)$$

где $\Delta\beta$ — приращение β в интервале $\lambda_1 - k_1\lambda_1$.

С учетом выражений (15) и (11) получим

$$\frac{I^*(k_1\lambda_1)}{I^{k_2}(\lambda_1)} = \frac{I_0(k_1\lambda_1) \exp(-m\Delta\beta)}{C^{k_2-1} I_0^{k_2}(\lambda_1)}, \quad (16)$$

откуда

$$C^* = {}_{k_2-1} \sqrt{\frac{I^{k_2}(\lambda_1) I_0(k_1\lambda_1) \exp(-m\Delta\beta)}{I(k_1\lambda_1) I_0^{k_2}(\lambda_1)}}. \quad (17)$$

Относительная погрешность вычисления коэффициента калибровки с учетом выражений (14) и (17) определяется как

$$\gamma = 1 - \frac{C^*}{C} = 1 - \exp\left(-\frac{m\Delta\beta}{k_2 - 1}\right). \quad (18)$$

Таким образом, предложена методика двухволновой калибровки солнечных фотометров повышенной точности, при разработке которой осуществлен общий анализ погрешности определения солнечной постоянной по графоаналитическому методу Лэнгли и показано, что несмотря на симметричность математического выражения закона Бугера — Бера относительно m (оптической воздушной массы) и $\tau_{\text{aer}}(\lambda)$ (оптической толщины аэрозоля) построение диаграммы Лэнгли с заменой τ на m невозможно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Gobbi G. P., Kaufman Y. J., Koren I., Eck T. F. Classification of aerosol properties derived from AERONET direct sun data // *Atmospheric Chemistry and Physics*. 2007. N 7. P. 453—458.
2. Russel P. B., Bergstrom R. W., Shinozuka Y., Clarke A. D., DeCarlo P. F., Jimenez J. L., Livingston J. M., Redemann J., Dubovik O., Strawa A. Absorption Angstrom exponent in AERONET and related data as an indicator of aerosol composition // *Atmospheric Chemistry and Physics*. 2010. N 10. P. 1155—1169.

Сведения об авторе

Гусейнова Рена Омар — соискатель; Азербайджанский государственный архитектурно-строительный университет, кафедра вычислительной техники и программного обеспечения; ст. преподаватель; E-mail: renahuseynova55@gmail.com

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники и программного
обеспечения

Поступила в редакцию
18.11.14 г.

Ссылка для цитирования: Гусейнова Р. О. Двухволновой метод калибровки солнечных фотометров повышенной точности // *Изв. вузов. Приборостроение*. 2015. Т. 58, № 5. С. 393—396.

TWO-WAVELENGTH METHOD FOR CALIBRATION OF HIGH-PRECISION SUN PHOTOMETER

R. O. Huseynova

*Azerbaijan State Architecture Construction University,
AZ1073, Baku, Azerbaijan
E-mail: renahuseynova55@gmail.com*

A two-wavelength method for accurate calibration of high-precision Sun photometers is proposed. The graphical analytical technique of Langley diagrams is considered as a functional analogue. It is shown, that despite the symmetry of the Bouguer — Beer law mathematical formula with respect to optical air mass and optical depth of aerosol, development of Langley diagrams with mutual substitution of these parameters is impossible. An algorithm realizing the proposed method is presented.

Keywords: Sun photometer, calibration, Langley method, optical air mass, aerosol.

Data on author

Rena Omar Huseynova — Cand. for PhD Degree; Azerbaijan State Architecture Construction University, Department of Computer Technique and Software; Senior Lecturer; E-mail: renahuseynova55@gmail.com

Reference for citation: Huseynova R. O. Two-wavelength method for calibration of high-precision Sun photometer // *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroyeniye*. 2015. Vol. 58, N 5. P. 393—396 (in Russian).

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ НЕСТАНДАРТНЫХ ЗУБЧАТЫХ КОЛЕС ИЗ ПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

В. М. МЕДУНЕЦКИЙ, Н. А. РОМАНОВ

Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия

E-mail: vm57med@yandex.ru

Рассматриваются возможности использования современных систем автоматизированного проектирования при производстве малогабаритных нестандартных зубчатых колес из полимерных композиционных материалов. Использование различных программных продуктов позволяет до начала производства данных изделий подробно проработать и проанализировать весь процесс. Предлагается алгоритм для предварительного компьютерного моделирования и визуализации технологии изготовления нестандартных зубчатых колес, алгоритм проработан на примере двух их разновидностей. По результатам работы сделаны выводы о перспективности предложенных решений.

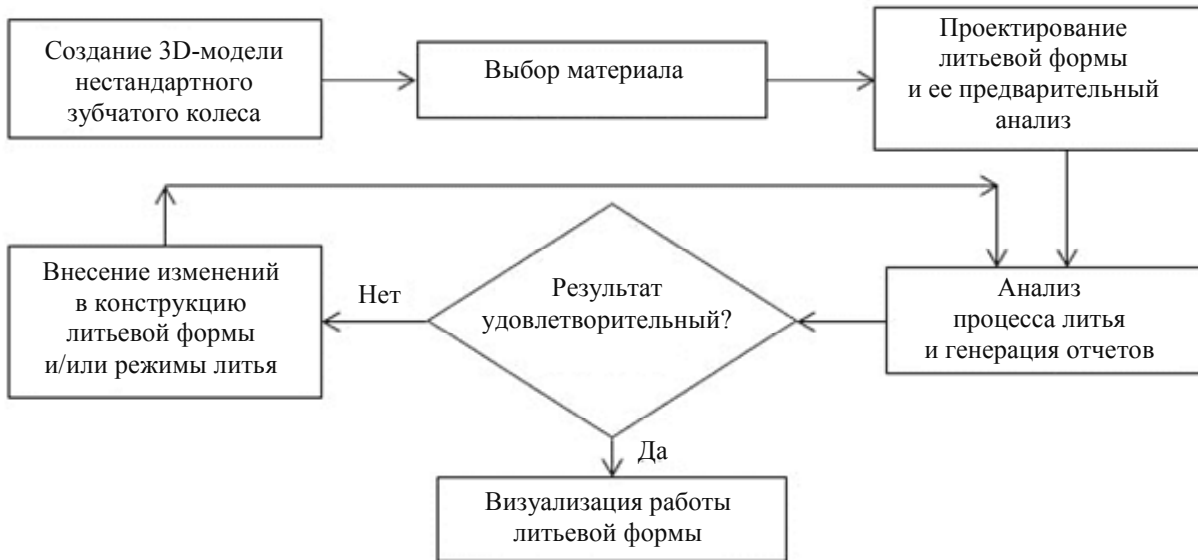
Ключевые слова: *нестандартные зубчатые колеса, полимерные композиционные материалы, компьютерное моделирование, визуализация, САД-система, САЕ-система, литье под давлением, САЕ-анализ.*

В современных малогабаритных передаточных механизмах широко используются зубчатые передачи как мелко модульного ряда, так и малых значений крупномодульного ряда. К ним в настоящее время предъявляются достаточно высокие требования по уровню надежности и работоспособности. Ранее малогабаритные, прежде всего мелко модульные, передачи выполняли в подавляющем большинстве случаев кинематическую функцию. Однако сейчас их стали зачастую использовать как силовые, работающие в напряженных (предельных) условиях [1]. Поэтому во многих случаях возникает необходимость повышения нагрузочной способности зубчатых передач, повышения их надежности и работоспособности. Одним из наиболее перспективных вариантов решения данной задачи является использование нестандартных зубчатых колес (НЗК), например двухвенцовых зубчатых колес, зубчатых колес с несимметричными зубьями, конусно-клиновых зубчатых колес и конусно-клиновых с торцевым упрочняющим диском [2, 3].

Особенностью современного периода совершенствования техники, в том числе и в области производства малогабаритных зубчатых передач, является использование для изготовления зубчатых колес пластических масс и полимерных композиционных материалов (ПКМ) [4]. Таким образом, изготовление нестандартных зубчатых колес, в связи с современными тенденциями и сложностью реализации их производства традиционными методами, целесообразно осуществлять с помощью литья полимерных композиционных материалов под давлением. В свою очередь, предварительное компьютерное проектирование литьевой формы, моделирование процесса ее заполнения и этапов работы являются необходимыми составляющими для получения нестандартных зубчатых колес надлежащего качества, а также снижения

затрат на их изготовление. В условиях современного широкого внедрения систем автоматизированного проектирования данная задача носит актуальный характер.

В настоящей статье представлены результаты разработки и апробации алгоритма для предварительного компьютерного моделирования и визуализации технологии изготовления нестандартных зубчатых колес из ПКМ (см. рисунок) с использованием систем компьютерного проектирования и инженерного анализа.



При моделировании технологии изготовления нестандартного зубчатого колеса необходимым исходным элементом является его 3D-модель. Использование функционала САД-систем по проектированию стандартных зубчатых зацеплений позволяет упростить процесс получения такой 3D-модели. Для создания моделей НЗК наиболее целесообразным является комбинированный метод, а именно: на первом шаге — создание в специализированной системе или программном модуле модели-заготовки, представляющей собой цилиндрическое зубчатое колесо со стандартными параметрами; на втором шаге — редактирование профиля зуба и других параметров вручную в САД-системе.

В дальнейшем на основе созданной 3D-модели НЗК, импортированной в среду проектирования литевых форм, осуществляется генерация матрицы и пуансона.

Множество компьютерных баз данных по свойствам полимерных материалов (например, CAMPUS, IDES, Plastics Technology) в совокупности с базами данных по материалам, встроенными в специализированные программные продукты для анализа процесса литья полимеров (Autodesk Simulation Moldflow, Moldex3D), позволяют получить наиболее полную информацию о свойствах материала. Выбор материала (в том числе, автоматизированный на начальном этапе процедуры) осуществляется на основе оценки многочисленных параметров и критериев. Для изготовления нестандартных зубчатых колес в ходе исследований был выбран такой материал, как полиацеталь, а именно наполненная марка KeritalTC3010 [5].

На основе выбранного материала и заданной конфигурации спроектированной трехплитной литевой формы и литниковых каналов с тремя точками инъекции система инженерного анализа производит автоматический подбор наиболее подходящих режимов литья. С помощью систем по визуализации процессов осуществляется генерация наглядных отчетов и результатов анализа режимов литья, а также упрощенное моделирование работы литевой формы в ходе цикла литья. Использование визуальных результатов позволяет наглядно разобратся в причинах каких-либо дефектов, а также упростить процесс изготовления нового изделия и ускорить его внедрение.

В ходе исследований был произведен обзор существующих на данный момент САД-систем, позволяющих создавать модели зубчатых колес и осуществлять проектирование

литьевых форм, а также обзор CAE-систем для моделирования и анализа процесса литья пластмасс. В результате была выбрана наиболее эффективная комбинация CAD- и CAE-систем, а именно: Autodesk Inventor и Autodesk Simulation Moldflow. Данные системы полностью совместимы, что обеспечивает возможность экономии времени за счет прямого импорта модели с литником из одной системы в другую.

В результате с использованием CAD- и CAE-систем был разработан алгоритм для предварительного компьютерного моделирования и визуализации технологии изготовления нестандартных зубчатых колес из ПКМ. Алгоритм был опробован на двух разновидностях нестандартных зубчатых колес: двухвенцовом и конусно-клиновом с торцевым упрочняющим диском. По результатам реализации алгоритма можно сделать вывод, что данная методика универсальна и с незначительными корректировками может быть использована для всех известных разновидностей нестандартных зубчатых колес. Также результаты проектирования литьевых форм и анализа режимов литья показывают, что различия в технологии изготовления разных видов нестандартных зубчатых колес из полимерных композиционных материалов незначительны. В зависимости от вида и габаритов зубчатого колеса выбираются различные плоскости разъема литьевой формы и оптимальные точки впрыска. Однако использование трехплитной литьевой формы и предложенной конфигурации литниковых каналов с тремя точками инъекции для всех разновидностей нестандартных зубчатых колес представляется наиболее приемлемым [6, 7].

Полученные результаты позволяют наметить перспективные задачи, которые необходимо проработать:

- использование отводящих литников и воздуховыводящих каналов, что позволит повысить „проливаемость изделия“ и эффективно отводить воздух для предотвращения образования воздушных пузырей на функциональных поверхностях;
- проектирование системы охлаждения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Медунецкий В. М. Обеспечение качественных показателей комбинированных цилиндрических передач. СПб: Политехника, 2002. 160 с.
2. Медунецкий В. М., Горбунов С. А. Вопросы изготовления малогабаритных зубчатых передач с нестандартными параметрами // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. 2007. № 44. С. 181—185.
3. Тимофеев Б. П., Фролов Д. А. Расчет геометрических параметров цилиндрических эвольвентных передач с несимметричными зубьями // Теория механизмов и машин. СПб: СПбГПУ, 2005. Т. 3, вып. 2 (6). С. 15—29.
4. Старжинский В. Е., Тимофеев Б. П., Шалобаев Е. В., Кудинов А. Т. Пластмассовые зубчатые колеса в механизмах приборов. Расчет и конструирование. СПб—Гомель: ИММС НАН Беларуси, 1998. 538 с.
5. Конструкционные пластики / Полиацеталь [Электронный ресурс]: <http://www.eldi.com.ua/index.php?route=product/product&path=62&product_id=338>. 2013.
6. Освальд Т., Тунг Л.-Ш., Грэмман П. Дж. Литье пластмасс под давлением/ Пер. с англ.; Под ред. Э. Л. Калиничева. СПб: Профессия, 2006. 712 с.
7. Полянский А., Зорин С. Конструкция и виды пресс-форм [Электронный ресурс]: <http://www.vzrt.ru/mould_design.php>. 2013.

Сведения об авторах

Виктор Михайлович Медунецкий

— д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО, кафедра технологии приборостроения; E-mail: vm57med@yandex.ru

Никита Алексеевич Романов

— магистр; Университет ИТМО, кафедра технологии приборостроения; E-mail: Shif1000@mail.ru

Рекомендована кафедрой
технологии приборостроения

Поступила в редакцию
25.11.14 г.

Ссылка для цитирования: Медунецкий В. М., Романов Н. А. Компьютерное моделирование и визуализация технологии изготовления нестандартных зубчатых колес из полимерных композиционных материалов // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 397—400.

**COMPUTER SIMULATION AND VISUALIZATION
OF NON-STANDARD GEARS FROM POLYMER COMPOSITES MANUFACTURING TECHNOLOGY**

V. M. Medunetsky, N. A. Romanov

ITMO University, 197101, Saint Petersburg, Russia

E-mail: vm57med@yandex.ru

The possibilities of using modern computer-added design systems in manufacturing of compact non-standard gears from polymer composite materials are considered. An algorithm is proposed for pre-production computer simulation and visualization of the manufacturing process. Application of the algorithm to manufacturing of two types of non-standard gears is analyzed. Perspectives of implementation of the proposed approach are discussed.

Keywords: non-standard gears, polymer composite materials, computer simulation, visualization, CAD, CAE, injection molding, CAE-analysis.

Data on authors

- Viktor M. Medunetsky** — Dr. Sci., Professor; ITMO University, Department of Instrumentation Technology; E-mail: vm57med@yandex.ru
- Nikita A. Romanov** — Graduate Student; ITMO University, Department of Instrumentation Technology; E-mail: Shif1000@mail.ru

Reference for citation: Medunetsky V. M., Romanov N. A. Computer simulation and visualization of non-standard gears from polymer composites manufacturing technology // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroyeniye. 2015. Vol. 58, N 5. P. 397—400 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-397-400

ПРИМЕНЕНИЕ RP-ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ ПРОТОТИПИРОВАНИИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Е. Б. РОМАНОВА, Т. И. ВЕСЕЛОВА

Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия

E-mail: eva_rom@mail.ru

Проанализированы достоинства и недостатки технологий быстрого прототипирования электронных средств. Рекомендованы системы автоматизированного проектирования для формирования 3D-моделей электронных средств в формате STL. На основе сравнительного анализа RP-технологий приведены рекомендации по созданию прототипов печатной платы, печатного узла и блока.

Ключевые слова: RP-технологии, быстрое прототипирование, электронные средства, печатные платы, САПР.

Введение. В настоящее время 3D-моделирование и прототипирование по RP-технологии (Rapid Prototyping — быстрое прототипирование) являются неотъемлемыми составляющими при разработке технологических и конструкторских форм изделий. Раньше для запуска продукции в производство реальная физическая модель изготавливалась по разработанной электронной модели посредством механической обработки деревянной или пластмассовой заготовки (иногда из легкого металла) на оборудовании с числовым программным управлением, что требовало значительных денежных и временных затрат. Сейчас процесс создания физической 3D-модели изделия благодаря устройствам быстрого прототипирования значительно упростился, что позволяет ускорить выпуск готовой продукции.

Развитие RP-технологий обеспечит в ближайшем будущем возможность печати не только самих плат и блоков, но и находящихся на печатной плате электрорадиоэлементов с заданными геометрическими параметрами, так как точность печати достигнет микро- и нанометров при широком выборе материалов [1].

Анализ существующих RP-технологий показывает, что для прототипирования электронных средств (ЭС) наиболее подходящими являются следующие:

- многоструйное моделирование (MJM — Multi Jet Modelling),
- выборочное лазерное спекание (SLS — Selective Laser Sintering),
- стереолитография (SLA — Stereo Lithography Apparatus),
- выборочное тепловое спекание (SHS — Selective Heating Sintering),
- моделирование методом послойного наплавления (FDM — Fused Deposition Modeling).

Технологии быстрого прототипирования электронных средств. Проанализируем достоинства и недостатки вышеназванных технологий.

Многоструйное моделирование (MJM). *Достоинства:* высокая точность печати; минимальная толщина наносимого слоя 16 мкм; высокое качество детализации изготавливаемой модели изделия; наружная поверхность моделей гладкая. *Недостатки:* высокая стоимость.

Выборочное лазерное спекание (SLS). *Достоинства:* возможность использования монолитных недорогих и нетоксичных материалов; широкий спектр используемых порошков — от литейного воска до полимеров — для соединения сложных и/или крупных деталей; отсутствие необходимости использования поддержек модели. *Недостатки:* высокая шероховатость, пористость моделей; возможное изменение плотности моделей; необходимость чистки всей камеры при изменении материала.

Стереолитография (SLA). *Достоинства:* высокая точность печати; толщина слоя 15 мкм; возможность получения мелких элементов и деталей практически неограниченной сложности; возможность заполнения острых краев моделей полимером, что уменьшает расщепление. *Недостатки:* длительное время постобработки (16 ч и более); использование ограниченного количества типов полимеров и их высокая стоимость; необходимость наращивания специальных подпорок и переборок для получения нависающих элементов и соответственно необходимость их удаления после синтеза прототипа, что может привести к его порче; необходимость зачистки поверхности.

Выборочное тепловое спекание (SHS). *Достоинства:* минимальная толщина стенки модели изделия 1 мм; возможность печати сложных объектов с высоким качеством детализации; возможность повторного использования оставшегося после печати материала, что удешевляет процесс. *Недостатки:* низкая энергетическая отдача, вследствие чего выбор расходных материалов невелик.

Моделирование методом послойного наплавления (FDM). *Достоинства:* низкая стоимость методов изготовления модели; возможность быстрой смены материалов; высокая производительность; погрешность изготовления модели — менее ± 127 мкм. *Недостатки:* наличие швов между слоями; необходимость создания подпорок для поддержки нависающих элементов; возможные колебания температуры в течение цикла обработки, приводящие к расслоению модели [2].

Применение технологий быстрого прототипирования. В настоящей статье рассмотрены несколько задач, которые можно решить с помощью RP-технологий, а именно:

- создание прототипа печатной платы,
- создание прототипа печатного узла,
- создание прототипа блока.

Для создания прототипа изделия по RP-технологии необходимо преобразовать модель в формат *.STL.

STL-формат (STereoLitography, Surface Tessellation Language, Standard Triangulation Language) — это формат, в котором для представления формы цифровой 3D-модели используется последовательность треугольников (фасетов). Эта модель также называется триангуляционной. Данный формат позволяет описывать только поверхность трехмерных объектов, не учитывая цвет, текстуру и другие общие для CAD-систем параметры. Спецификация STL предусматривает как текстовое, так и бинарное представление.

Для создания прототипа печатной платы и печатного узла по RP-технологии необходимо использовать системы автоматизированного проектирования (САПР) печатных плат, поддерживающие трехмерное моделирование, например такие, как: Altium Designer, CADSTAR, DipTrace, KiCad. САПР печатных плат не поддерживают формат *.STL, поэтому следует конвертировать модель в машиностроительные САПР, поддерживающие этот формат.

Сравнительный анализ [3] позволил выявить несколько САПР-систем, обеспечивающих возможность триангуляции моделей печатных плат, печатных узлов и блоков, а именно — CATIA, PowerSHAPE, ProENGINEER, SolidWorks. Эти САПР рекомендуется использовать при прототипировании компонентов ЭС [4].

Создание прототипа печатной платы. Прототип печатной платы с отверстиями и вырезами (без проводников) не может быть использован для сборки готового печатного узла (вследствие отсутствия проводников), но может быть установлен в готовый корпус блока. При этом необходимо:

- убедиться в том, что установка платы возможна, т.е. контур платы и отверстия с вырезами выбраны верно;
- проверить зазоры между стенками корпуса блока, его выступающими частями и краями платы.

Для прототипирования печатной платы рекомендуется использовать FDM- и SLA-технологии.

Различные по характеристикам изделия могут быть получены из близких по свойствам расходных материалов. Для сравнительного анализа FDM- и SLA-технологий были исследованы различные применяемые при их реализации материалы и оценены параметры каждого из прототипов изделий, полученных с использованием данных материалов. По средним значениям параметров вычислялся (в относительных единицах) суммарный средний балл по всем показателям (см. таблицу) [5].

Материал/ технология	Относительный показатель точности печати	Показатель качества изготовления прототипов мелких деталей	Прочность модели	Гладкость поверхности модели	Функциональность модели
ABS-пластик	3	2	2	1	3
Поликарбонат	3	1	3	1	3
FDM	3	1,66	2,66	1	3
Accura 50	3	3	1	3	2
Somos 14120	3	3	2	3	2
Somos 7120	2	3	1	3	2
SLA	2,66	3	1,66	3	2

При прототипировании печатных плат основными показателями являются точность печати и гладкость поверхности. Суммарный балл по этим показателям для FDM-технологии равен 4, а для SLA-технологии — 5,66, следовательно, *стереолитография является оптимальной технологией для создания прототипа печатной платы.*

Создание прототипа печатного узла. Прототип печатного узла представляет собой физическую модель платы с установленными на ней корпусами электронных компонентов, при этом электрическая функция платы выполняться не будет. Такой прототип можно установить в готовый корпус блока. При этом необходимо:

— убедиться в том, что установка прототипа возможна, т.е. плата и электронные компоненты не задевают стенки корпуса блока и не мешают установке/снятию его элементов (крышек, стенок);

— проверить зазоры между стенками корпуса блока, его выступающими частями, краями платы и электронными компонентами.

Для прототипирования печатного узла рекомендуется использовать MJM-, SLS- и FDM-технологии.

При использовании MJM-технологии для печати применяются термопластики, воски и фотополимерные смолы. В первых двух случаях материалы затвердевают за счет постепенного охлаждения, а в случае фотополимеров каждый нанесенный слой обрабатывается ультрафиолетовым излучением для полимеризации (затвердевания). Для создания прототипа печатного узла, однако, не рекомендуется использовать воски, так как они не обеспечивают требуемой точности печати.

Рекомендуемые материалы для печати:

— VisiJet Crystal — полупрозрачный пластик, идеален для быстрого прототипирования;

— VisiJet X — очень прочный материал, аналогичный ABS-пластику [5].

Для создания прототипа печатного узла с помощью SLS-технологии используются различные виды порошков из полиамида, полистирола или пластиков.

Для реализации FDM-технологии используются нейлон, полистирол, полиэтилентерефталат, ABS-пластик, и именно *FDM-технология является оптимальной для создания прототипа печатного узла.*

Создание прототипа блока. Прототип блока не может выполнять электрическую функцию, но может быть использован для контроля установки блока в конструктивный модуль верхнего уровня (стойку или шкаф).

Для прототипирования блока рекомендуется использовать SHS- и FDM-технологии.

Единственное существенное отличие SHS-технологии от технологии SLS заключается в использовании тепловой печатающей головки, а не лазерной. Выбор материалов в данном случае ограничен, но для прототипирования блока и его проверки на соответствие параметрам для установки в конструктивный модуль верхнего уровня SHS-технология вполне приемлема.

При реализации FDM-технологии используется большой ассортимент материалов, различных по механическим свойствам и отличающихся экологичностью и доступностью. Таким образом, благодаря универсальности, *FDM-технология является оптимальной для создания прототипа блока.*

Заключение. Представленный анализ вариантов решения задач прототипирования электронных средств подтверждает возможность и целесообразность использования RP-технологий для создания прототипов изделий, отвечающих требованиям, предъявляемым к готовой продукции; кроме того, RP-технологии позволяют анализировать ошибки при проектировании и сократить время на запуск изделия в производство. Прототипы составляющих электронных средств можно проверить на функциональность, а также можно протестировать работоспособность изделия в условиях эксплуатации.

Следует отметить, что методы и технологии прототипирования постоянно совершенствуются и становятся более доступными для использования в промышленности, обеспечивая, таким образом, экономию времени и средств на изготовление новой продукции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кондаков А. И. САПР технологических процессов: Учебник. М.: Изд. центр „Академия“, 2007. 272 с.
2. Энциклопедия 3D-печати [Электронный ресурс]: <<http://3dtoday.ru/wiki/>, свободный>.
3. Дин А. SLT-формат для быстрого прототипирования. Часть I. Вывод в формате STL // CAD/CAM/CAE Observer. 2005. № 5 (23). С. 64—69. [Электронный ресурс]: <<http://www.cadcamcae.lv/arch/n23.htm>>.
4. Обзор и сравнение 3D-технологий [Электронный ресурс]: <<http://3dpr.ru/sravnenie-tehnologij-3d-pechati>>.
5. Сравнение технологий 3D-печати [Электронный ресурс]: <<http://3dpr.ru/sravnenie-tehnologij-3d-pechati>>.

Сведения об авторах

Ева Борисовна Романова

— канд. техн. наук, доцент; Университет ИТМО, кафедра проектирования и безопасности компьютерных систем; E-mail: eva_rom@mail.ru

Татьяна Игоревна Веселова

— магистр; Университет ИТМО, кафедра проектирования и безопасности компьютерных систем; E-mail: veselova_tatyana@mail.ru

Рекомендована кафедрой проектирования и безопасности компьютерных систем

Поступила в редакцию 19.01.15 г.

Ссылка для цитирования: Романова Е. Б., Веселова Т. И. Применение RP-технологий при прототипировании электронных средств // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 401—405.

APPLICATION OF RP-TECHNOLOGIES IN ELECTRONIC PROTOTYPING

E. B. Romanova, T. I. Veselova

ITMO University, 197101, Saint Petersburg, Russia
E-mail: eva_rom@mail.ru

Advantages and disadvantages of rapid prototyping technology of electronic means are analyzed. The use of CAD systems is suggested for generating 3D-models of electronic means in STL format. A comparative analysis of rapid prototyping methods is carried out, recommendations on application of the methods to printed circuit boards, assemblies, and units manufacturing are formulated.

Keywords: RP-technology, rapid prototyping, electronic, printed circuit boards, CAD.

Data on authors

- Eva B. Romanova** — PhD, Associate Professor; ITMO University, Department of Computer System Design and Security; E-mail: eva_rom@mail.ru
- Tatiana I. Veselova** — Graduate Student; ITMO University, Department of Computer System Design and Security; E-mail: veselova_tatyana@mail.ru

Reference for citation: Romanova E. B., Veselova T. I. Application of RP-technologies in electronic prototyping // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroenie. 2015. Vol. 58, N 5. P. 401—405 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-401-405

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 535.317
DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-406-409

МАКУЛОСТИМУЛЯТОРЫ

Ю. В. ФЕДОРОВ, А. Ю. ФЕДОРОВА

Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия

E-mail: FedorovYV@yandex.ru

Описаны способы и устройства для профилактики зрительного утомления и сохранения остроты зрения на стабильно высоком уровне.

Ключевые слова: макула, макулостимуляция, глазные зрительные тренажеры, тестовые периодические структуры, острота зрения.

Макула или желтое пятно представляет собой область сетчатки диаметром около 5,5 мм, расположенную в заднем полюсе глаза. В центральной ее части — фовеа — диаметром 1,5 мм плотно сгруппированы фоторецепторы, гарантирующие четкое, яркое цветное восприятие окружающего мира. Только макула, а не вся сетчатка, дает возможность читать, видеть лица людей, различать цвета.

Острота зрения, характеризующая способность глаза воспринимать отдельно две точки, расположенные друг от друга на определенном расстоянии, снижается в течение жизни человека. Условно принято считать, что при нормальной остроте зрения глаз способен увидеть отдельно две далекие точки, если угловое расстояние между ними равно $1'$ ($1/60^\circ$), что для расстояния 5 м (так называемое начало бесконечности) соответствует 1,45 мм. Например, полосы-лепестки в центральной части тест-объекта типа „ромашка“ (рис. 1, а) сливаются в сплошное темное пятно, диаметр которого зависит от числа лепестков (при $n=24$ диаметр пятна около 11 мм). При пониженной остроте зрения диаметр пятна увеличен.

Для сохранения остроты зрения в течение всей жизни на высоком уровне, помимо общеизвестных правил (сбалансированное питание, чередование зрительных нагрузок с отдыхом, отказ от вредных привычек и др.), специалисты-офтальмологи рекомендуют регулярное выполнение зрительной гимнастики и использование глазных зрительных тренажеров.

Принцип работы тренажеров для стимуляции сетчатки глаза (макулостимуляторов) базируется на использовании периодических структур с квазисинусоидальным распределением интенсивности излучения при выявлении порога восприятия глазом тестовых решеток с увеличением их пространственной частоты [1, 2]. Действие тренажера основано на предъявлении глазу пары расположенных соосно частотно-пространственных контрастных решеток. Решетки выполнены в виде сходящихся к центру и изменяющихся по ширине контрастных полос. Верхняя решетка вращается; нижняя неподвижна или имеет небольшие возвратно-поступательные колебательные движения, что стимулирует раздражение фовеальной зоны и всего поля зрения. При наблюдении такой картины подключается вазомоторная функция амблиопичного глаза, активизируются функционально заторможенные нейроны. Вначале пациент видит только широкие периферийные участки полос, а по мере повышения зрительного тонуса видимыми становятся участки полос меньшей толщины (уменьшается диаметр центрального черного пятна).

Макулостимуляторы изготавливаются как с прямолинейными, так и спиральными тест-объектами (рис. 1, б). При изменении направления вращения терапевтическое действие спиральных тест-объектов также изменяется, что создает иллюзию удаляющегося или приближающегося тоннеля. Благодаря этому эффекту осуществляется снятие спазма аккомодации при работе в зрительно напряженных условиях у людей разного возраста.

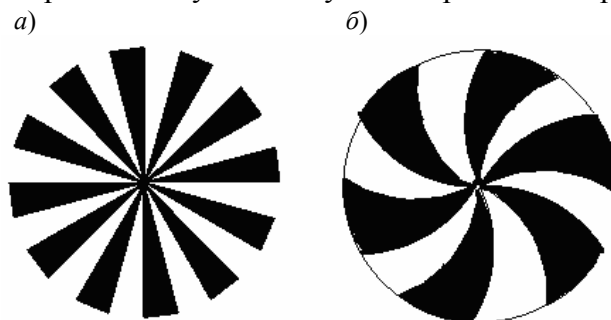


Рис. 1

Работу макулостимулятора иллюстрирует рис. 2, где показано взаимное расположение полос-лепестков верхней и нижней решеток тест-объекта (а) и распределение интенсивности излучения I , отраженного от поверхностей макулостимулятора, в периферийной и близкой к центральной зонах решетки (б); пространственная частота периферийной зоны превышает пространственную частоту центральной зоны (α — угол разворота лепестков верхней решетки от начального положения).

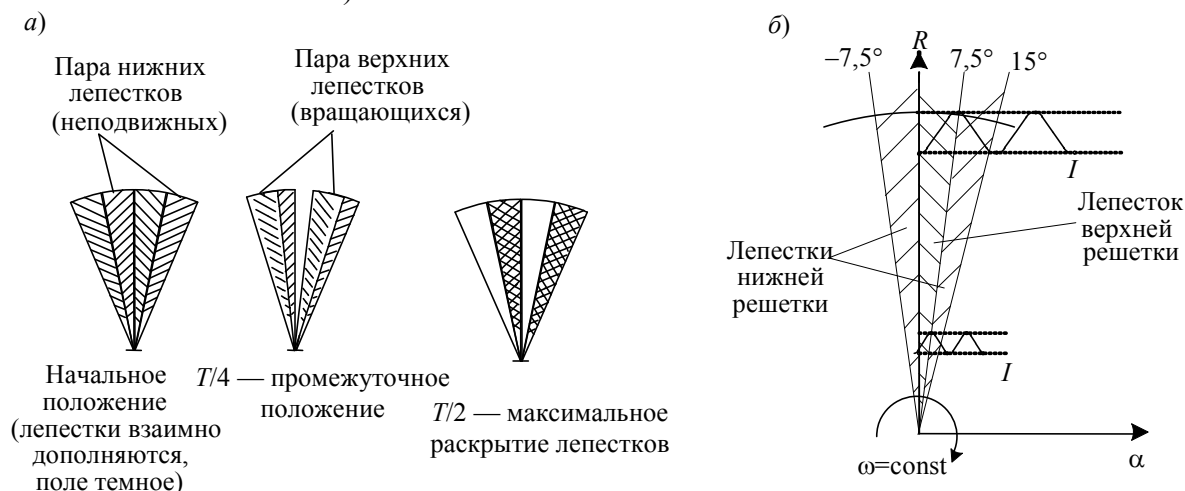


Рис. 2

Введение между решетками цветного полупрозрачного фильтра дает дополнительный терапевтический эффект: красный цвет улучшает микроциркуляцию, повышает чувствительность рецепторов сетчатки и остроту зрения; зеленый цвет улучшает микроциркуляцию глаза, понижает внутриглазное давление, наиболее эффективно восстанавливает биоритм зрительного анализатора; синий цвет обладает успокаивающим действием, нормализует сон, снижает внутриглазное давление [3].

На рис. 3 показан макет простейшего ручного карманного макулостимулятора, которым удобно пользоваться в различных ситуациях, например в дороге или в домашних условиях.

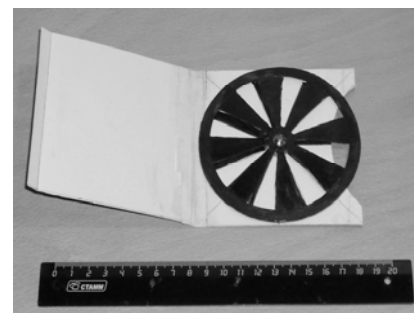


Рис. 3

Компьютерная макулостимуляция может быть организована пользователем на собственном персональном компьютере (после консультации с врачом) путем создания циклического слайд-шоу с использованием стандартной компьютерной

программы (например, Power Point) либо специально разработанной. Слайд-шоу моделирует действие макулостимулятора в пределах одного периода тестовой решетки: имеются два наложенных друг на друга тест-объекта, из которых один неподвижен, а второй последовательно поворачивается от кадра к кадру на $1,5^\circ$ от исходного положения, при котором тест-объекты, накладываясь, взаимно дополняют друг друга, в результате чего образуется сплошное черное круговое поле; частота смены кадров 1 с (полный оборот, соответствующий периоду решетки, составляет 10 с при использовании 24-лепесткового тест-объекта); сеанс (время наблюдения) — 5...10 мин; количество сеансов в течение дня — 2 или 3.

Описанный вариант компьютерной макулостимуляции представлен схемой на рис. 4.

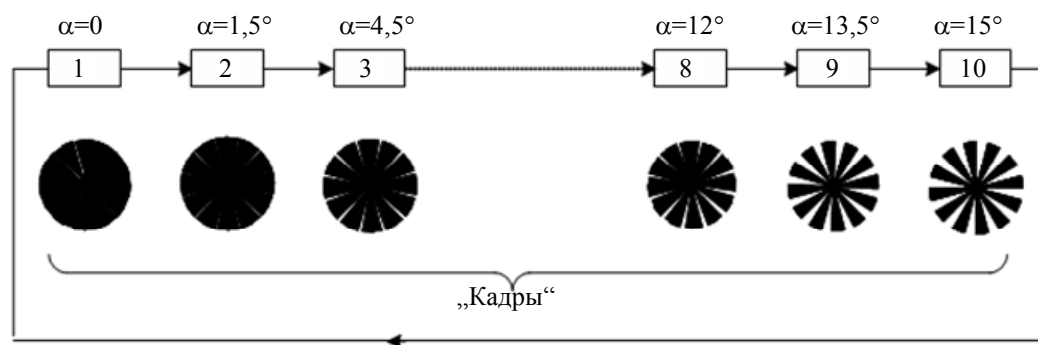


Рис. 4

При компьютерной макулостимуляции могут быть использованы как черно-белые растровые структуры, так и цветные (от трех до семи, по числу основных цветов видимого спектра).

Макулостимуляторы предназначены для снятия и профилактики зрительного утомления, повышения остроты зрения, они дают положительный эффект в сочетании с другими методами и средствами воздействия на зрительный анализатор [3, 4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тренажеры [Электронный ресурс]: <<http://www.oko-training.ru/base.htm>>.
2. Макулостимулятор „МКС-Ц“ [Электронный ресурс]: <<http://eyecenter.com.ua/pacien/trenager/01.htm>>.
3. Федоров Ю. В. Зрение: линзовая коррекция. Зрительная гимнастика. Цветотерапия. СПб: НП-Принт, 2013. 104 с.
4. Федоров Ю. В. Зрение: глазные зрительные тренажеры. СПб: Лена, 2014. 97 с.

Сведения об авторах

- Юрий Владимирович Федоров** — канд. техн. наук; Университет ИТМО, кафедра измерительных технологий и компьютерной томографии; E-mail: FedorovYV@yandex.ru
- Александра Юрьевна Федорова** — Университет ИТМО, кафедра экономической теории и бизнеса; старший преподаватель; E-mail: AYFedorova@gmail.com

Рекомендована кафедрой
измерительных технологий
и компьютерной томографии

Поступила в редакцию
02.04.14 г.

Ссылка для цитирования: Федоров Ю. В., Федорова А. Ю. Макулостимуляторы // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 5. С. 406—409.

MAKULOSTIMULATORS

Yu. V. Fedorov, A. Yu. Fedorova

ITMO University, 197101, Saint Petersburg, Russia
E-mail: FedorovYV@yandex.ru

Methods and means for preventive maintenance of eye accommodation ability and visual acuity are described.

Keywords: macula, maculostimulation, eye vision training apparatus, testing periodic structures, vision acuity.

Data on authors

- Yury V. Fedorov** — PhD; ITMO University, Department of Measurement Technologies and Computer Tomography; E-mail: FedorovYV@yandex.ru
- Alexandra Yu. Fedorova** — ITMO University, Department of Economic Theory and Business; Senior Lecturer; E-mail: AYFedorova@gmail.com

Reference for citation: Fedorov Yu. V., Fedorova A. Yu. Makulostimulators // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroenie. 2015. Vol. 58, N 5. P. 406—409 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-5-406-409

ИНФОРМАЦИЯ

СООБЩЕНИЕ О КОНКУРСЕ ВЫПУСКНЫХ КВАЛИФИКАЦИОННЫХ РАБОТ СПЕЦИАЛИСТОВ, БАКАЛАВРОВ, МАГИСТРОВ ПО ОПТИЧЕСКИМ И ПРИБОРОСТРОИТЕЛЬНЫМ НАПРАВЛЕНИЯМ И СПЕЦИАЛЬНОСТЯМ В 2014 г.

Выпускные квалификационные работы (ВКР) являются наиболее эффективным средством оценивания компетенций, формируемых у выпускников в процессе обучения.

19-й Всероссийский конкурс выпускных квалификационных работ специалистов, бакалавров, магистров по оптическим и приборостроительным направлениям и специальностям в 2014 г. по традиции проведен Санкт-Петербургским национальным исследовательским университетом информационных технологий, механики и оптики (Университетом ИТМО) — базовым вузом по образованию в области приборостроения, оплотехники, фотоники и оптоинформатики, лазерной техники и лазерных технологий.

Конкурсы проводятся с 1996 г. по решению Совета учебно-методического объединения по образованию в области приборостроения и оплотехники (далее — Совет УМО). Для координации действий по организации и проведению студенческих олимпиад и конкурсов, в том числе данных конкурсов, в составе Совета УМО создан Совет по студенческим олимпиадам и конкурсам. Совет собирается один-два раза в год и обсуждает методические и другие текущие вопросы организации студенческих олимпиад и конкурсов, проводимых вузами России, реализующими учебные программы высшего образования в области приборостроения, оплотехники, фотоники и оптоинформатики, лазерной техники и лазерных технологий. Совет координирует всю работу по проведению конкурса. Советом разработана и утверждена методика оценивания ВКР, поступивших на конкурс.

Состав оргкомитета, жюри и рабочей группы конкурса утвержден приказом ректора Университета ИТМО. Этим же приказом утверждено Положение о конкурсе.

С 2006 г. конкурсы ВКР проводятся с использованием электронных средств связи (сети Интернет) на этапах получения и рецензирования ВКР.

В 2014 г. в рабочую группу конкурса выпускных квалификационных работ по оптическим и приборостроительным направлениям и специальностям поступило 95 работ из 15 вузов РФ. Участниками Всероссийского конкурса ВКР 2014 г. стали: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева; Филиал Арзамасского политехнического института (АПИ); Волгоградский государственный технический университет (Вол ГТУ); Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева (КНИТУ — КАИ); Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, филиал „Восток“ (КНИТУ — КАИ „Восток“); Московский государственный университет приборостроения и информатики (МГУПИ); Национальный исследовательский Томский государственный университет (НИТГУ); Филиал Национального исследовательского университета „МЭИ“ в Смоленске (филиал МЭИ); Пермский национальный исследовательский политехнический университет (ПНИПУ); Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М. А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ); Санкт-Петербургский го-

сударственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ им. В. И. Ульянова (Ленина); Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики (Университет ИТМО); Сибирская государственная геодезическая академия (СГГА); Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР); Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ); Уфимский государственный авиационный технический университет (УГАТУ).

В материалах 30 диссертаций магистров (97 %) содержатся упоминания о публикациях работ авторов, всего таких публикаций 264; материалы 93 % работ апробированы на конференциях различного уровня; награды различных конкурсов получены авторами 71 % работ. Авторами 4 работ получено 3 патента, подано 2 заявки.

В материалах 25 работ бакалавров (76 %) содержатся упоминания о публикациях работ авторов, всего таких публикаций 97; материалы 79 % работ апробированы на конференциях различного уровня; награды различных конкурсов получены авторами 45 % работ.

В материалах 25 работ специалистов (81 %) содержатся упоминания о публикациях работ авторов, всего таких публикаций 81; материалы 81 % работ апробированы на конференциях различного уровня; награды различных конкурсов получены авторами 42 % работ. Авторами 2 работ получено 7 патентов, подано 3 заявки.

По результатам конкурса определены следующие победители:

среди диссертаций магистров:

I место — Жуков Михаил Валерьевич (Университет ИТМО), научный руководитель — доц. Левичев Вадим Вячеславович;

I место — Худякова Елена Сергеевна (ТУСУР), научный руководитель — доц. Кистенева Марина Григорьевна;

II место — Желтова Наталья Николаевна (АПИ), научный руководитель — доц. Обухов Василий Иванович;

III место — Альфимов Антон Владимирович (Университет ИТМО), научный руководитель — доц. Чивилихин Сергей Анатольевич;

среди выпускных квалификационных работ специалистов:

I место — Харисова Зарина Ирековна (УГАТУ), научный руководитель — проф. Фетисов Владимир Станиславович;

I место — Солдаткина Елена Сергеевна (КНИТУ — КАИ), научный руководитель — проф. Солдаткин Владимир Михайлович;

III место — Соловьева Галина Александровна (Университет ИТМО), научный руководитель — доц. Перечесова Анна Дмитриевна;

среди работ бакалавров:

I место — Голенева Надежда Валерьевна (НИТГУ), научный руководитель — Лавринова Лидия Николаевна, ст. науч. сотрудник ИОА им. В. Е. Зуева;

II место — Осипова Мария Олеговна (Университет ИТМО), научный руководитель — инженер-исследователь Грачев Ярослав Владимирович;

III место — Кривошеев Антон Иванович (ПНИПУ), научный руководитель — доц. Баяндин Дмитрий Владиславович.

Победители и призеры конкурса, а также их руководители награждены дипломами конкурса.

Дипломами конкурса награждены следующие студенты:

— Пименова Анастасия Александровна (Университет ИТМО) — диплом за глубокую конструкторскую проработку и практическую ценность;

- Сницарук Дмитрий Геннадьевич (ВолГТУ) — диплом за подробную разработку алгоритмов функционирования объекта;
- Васильченко Александр Николаевич (ЛЭТИ) — диплом за лучшую работу в области экологии;
- Мамонтова Эмилия Жаргаловна (НИТГУ) — диплом за высокий уровень работы;
- Коротких Дмитрий Ильич (филиал МЭИ) — диплом за практическую ценность работы;
- Малышева Анастасия Викторовна (филиал МЭИ) — диплом за лучшую разработку алгоритма расчета;
- Усова Екатерина Александровна — диплом за практическую ценность работы;
- Динмухаметов Ильхам Исламович (КНИТУ — КАИ „Восток“) — диплом за лучшую методическую разработку для учебного процесса;
- Горпиненко Юрий Олегович (МГУПИ) — диплом за лучшую презентацию;
- Алексейчиков Вячеслав Валерьевич (СГГА) — диплом за разработку перспективного технологического процесса.

Награды и дипломы вручены представителям вузов на заседании Совета УМО вместе с подарками, предоставленными спонсорами конкурса — ЗАО НПФ „Уран“, в ноябре 2014 г.

*Заместитель председателя Совета УМО,
проректор по учебно-методической работе Университета ИТМО
А. А. ШЕХОНИН*

*Председатель рабочей группы конкурса
С. С. ГВОЗДЕВ*

*Член рабочей группы конкурса
А. А. ПИМЕНОВА*