

**Региональные секции
редакционного совета***Восточная*

Председатель – А. Г. Вострецов, д-р техн. наук, профессор, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета.

Заместитель председателя – А. А. Спектор, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета.

630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20.

Новосибирский государственный
технический университет.

Тел.: (3832)460457, 460633.

E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru

Западная

Председатель – В. А. Пахотин, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры общей физики Калининградского государственного университета им. И. Канта.

236041, г. Калининград обл., ул. А. Невского,
14.

Калининградский государственный
университет им. И. Канта.

Тел.: (4012)465917. Факс: (4012)465813.

E-mail: vpakhotin@kantiana.ru

Поволжская

Председатель – А. Д. Плужников, д-р техн. наук, профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

Заместитель председателя – Е. Н. Приблудова, канд. техн. наук, доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

603950, г. Нижний Новгород,

ул. К. Минина, 24.

Нижегородский государственный
технический университет.

Тел.: (831)4367880. Факс: (831)4367880,

(831)4362311.

E-mail: pluzhnikov@nntu.nnov.ru

Северокавказская

Председатель – Т. А. Исмаилов, д-р техн. наук, профессор, ректор Дагестанского государственного технического университета.

Заместитель председателя – О. В. Евдулов, канд. техн. наук, доцент, проректор по научной работе Дагестанского государственного технического университета.

367015, Республика Дагестан, г. Махачкала,

пр. Имама Шамиля, 70.

Дагестанский государственный
технический университет.

E-mail: dstu@dstu.ru

Тел.: (8722)623761, (8722)623715.

Теория сигналов

Леухин А. Н., Назаров Д. А. Симплексные фазокодированные последовательности 3

Богачев М. И. Сравнительный анализ помехоустойчивости методов прогнозирования выбросов случайных сигналов с фрактальными свойствами при использовании информации о кратковременной и о долговременной зависимостях 11

**Системы телекоммуникации,
устройства передачи, приема
и обработки сигналов**

Иванов С. В., Аньчков М. Г. Разработка и реализация алгоритмов передачи данных в телекоммуникационных системах 22

Малов А. В. Методика повышения надежности контакт-центров на базе IP-телефонии с использованием кластерной структуры 30

Зайченко К. В., Зяблицкий А. В. Высокоточная синхронизация электрокардиосигналов сверхвысокого разрешения 40

**Телевидение
и обработка изображений**

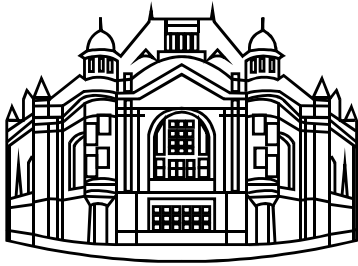
Зубакин И. А., Фахми Ш. С. Адаптивный алгоритм кодирования видеоинформации на основе трехмерного дискретного косинусного преобразования 49

Скубилин М. Д. Способ камуфляжа графической информации 54

**Радиолокация
и радионавигация**

Пахотин В. А., Бессонов В. А., Власов А. А., Власова К. В. Разрешение целей по азимуту в системах локации 59

Андреев А. Ю., Бородин М. А., Леонтьев В. В. Модели флуктуаций эффективной площади рассеяния знаков навигационного ограждения в радиолокационном тренажере 67



Редакционный отдел

Наши авторы..... 73

Требования к оформлению статей,
предлагаемых для публикации в журнале
"Известия вузов России. Радиоэлектроника" 77

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ ЖУРНАЛА

Председатель совета

Д. В. Пузанков

Заместитель председателя

В. М. Кутузов

Члены совета

*В. М. Балашов, Р. Е. Быков,
Ю. А. Быстров, Д. И. Воскресенский,
А. Г. Вострецов, А. Д. Григорьев,
Ю. В. Гуляев, В. П. Ипатов,
Т. А. Исмаилов, Ю. М. Казаринов,
Ю. А. Коломенский, В. Н. Кулешов,
И. Г. Мироненко, В. А. Обуховец,
В. А. Пахотин, А. Д. Плужников,
В. В. Попов, Ю. М. Таиров,
В. Н. Ушаков, И. Б. Федоров,
И. А. Цикин, Ю. А. Чаплыгин*

Секретарь совета

А. М. Мончак

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818
ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ "ПРЕССА РОССИИ".
ТОМ 1 "ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ"

Региональные секции редакционного совета

Уральская

Председатель – Б. А. Панченко, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Уральского государственного технического университета – УПИ.

Заместитель председателя – С. Т. Князев, д-р техн. наук, руководитель Радиотехнического института – РТФ Уральского государственного технического университета – УПИ.

620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, д. 19.

Уральский государственный
технический университет – УПИ.

Тел. (343)3754886. E-mail: Shab@rtf.nexcom.ru

Южная

Председатель – В. А. Обуховец, д-р техн. наук, профессор, декан радиотехнического факультета Таганрогского политехнического института Южного федерального университета.

347928, г. Таганрог, ГСП-17А, Некрасовский пр., 44.

Таганрогский политехнический институт

Южного федерального университета.

Тел. (8634)310599. Факс (8634)310598.

E-mail: rector@tsure.ru

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС2-8341 от 02.11.2006 выдано Управлением Федеральной службы по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу.

Издание входит в перечень изданий ВАК России

Учредитель: Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)»

Редактор

И. Б. Синишева

Компьютерная верстка

Е. Н. Паздникова

Подписано в печать 28.01.10.

Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная.

Печать офсетная.

Гарнитура "Times New Roman".

Печ. л. 10,0.

Тираж 350 экз. (1-й завод 1–150 экз.).

Заказ 14.

Редакционный совет

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

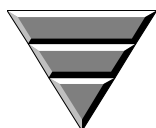
Тел. (812) 346-47-84

Факс (812) 346-28-52

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5

Факс (812) 346-28-56



Симплексные фазокодированные последовательности¹

Рассмотрен новый метод построения ансамбля циклических симплексных последовательностей, основанный на поиске решения системы уравнений для синтеза фазокодированных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией при минимально возможном значении уровня боковых лепестков. Описан метод формирования одноуровневой периодической автокорреляционной функции ансамблей эквидистантных симплексных векторов из симплексных многофазных последовательностей с минимальным возможным уровнем боковых лепестков. Представлена реализация метода для фазокодированных последовательностей периодов 2...10, формирующих ансамбли циклических симплексных последовательностей в пространствах размерностей 1...9 соответственно.

Ансамбли циклических симплексных фазокодированных последовательностей, эквидистантные симплексные векторы, метод синтеза ансамблей симплексных последовательностей

Симплексные последовательности нашли широкое применение в системах передачи информации [1]–[2]. Большое количество результатов синтеза симплексных последовательностей рассмотрено в работе [1]. Наиболее полно изучен трехмерный случай ($k = 3$). В работе [3] предложены три конструкции регулярных симплексных кодов, две из которых приводят к построению ансамблей циклических последовательностей (каждая последовательность ансамбля представляет собой циклически сдвинутую копию относительно других последовательностей в составе ансамбля). Предложенные методы основаны на построении матриц Адамара, а также обобщений конструкций, связанных с матрицами Адамара, на абелевы разностные множества.

В настоящей статье предложен метод построения ансамблей циклических симплексных последовательностей в пространстве произвольной размерности k , основанный на теории синтеза фазокодированных последовательностей (ФКП) с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией (ПАКФ). В рамках указанного подхода показано, что симплексные последовательности представляют собой ФКП с минимально возможным уровнем боковых лепестков.

Для любого конечного числа векторов (последовательностей) L сформулируем геометрическую задачу: любая ближайшая пара векторов (последовательностей) должна находиться на максимально возможном расстоянии $d_{\min} = \max$. Кроме того, введем ограничение: все векторы (последовательности) имеют одинаковую длину, и, следовательно, лежат на сферической поверхности. В результате приходим к задаче о сферической упаковке [1]: в пространстве заданной размерности k построить созвездие из L точек или векторов

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ 09-07-00072-а.

с гарантированным минимальным расстоянием d_{\min} , обеспечив равную длину всех векторов (энергию E всех последовательностей).

Задача оптимальной упаковки в пространствах большой размерности $k > 2$ чрезвычайно сложна и до сих пор не имеет общего решения. Однако определены теоретический предел минимума расстояний d_{\min} в отсутствие предварительного ограничения на размерность пространства, а также минимальное значение размерности пространства k , которое обеспечит его достижение [1], [2].

Верхняя граница минимального расстояния определена выражением

$$d_{\min}^2 \leq [2L/(L-1)]E. \quad (1)$$

Ансамбль из L векторов (последовательностей), расстояние между любой парой которых одинаково и достигает d_{\min} , относится к эквидистантным ансамблям и называется ансамблем симплексных векторов (последовательностей).

Необходимая и достаточная для построения ансамбля симплексных векторов размерность пространства k связана с их количеством соотношением: $k = L - 1$.

Эквидистантность симплексных векторов означает равенство нормированных скалярных произведений для любой пары векторов \mathbf{v}_l и \mathbf{v}_s :

$$\cos(\theta_{l,s}) = \frac{(\mathbf{v}_l, \mathbf{v}_s)}{\|\mathbf{v}_l\| \|\mathbf{v}_s\|} = \frac{1}{L-1}; \quad l, s = 0, 1, \dots, L-1, \quad l \neq s, \quad (2)$$

где (\cdot, \cdot) – скалярное произведение векторов; $\|\cdot\|$ – модуль вектора.

Постановка задачи синтеза симплексных фазокодированных последовательностей. Многофазную последовательность $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ определим как

$$\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1} = \{\exp(i\varphi_n)\}_{0, N-1}, \quad n = 0, \dots, N-1,$$

где γ_n – n -й кодовый элемент, причем его модуль $|\gamma_n| = 1$; i – мнимая единица; $\varphi_n \in [0, 2\pi]$ – фаза на n -м кодовом интервале; N – период кодовой последовательности.

Энергетический спектр периодической кодовой последовательности [4]

$$|\rho_m|^2 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\{i[\varphi_n - (2\pi/N)mn]\} \right|^2, \quad m = 0, 1, \dots, N-1;$$

для ФКП $\Gamma = \{\gamma_n\}_{0, N-1}$ с одноуровневой ПАКФ

$$|\rho_m|^2 = \begin{cases} (a+1)N - a, & m = 0; \\ N - a, & m = 1, 2, \dots, N-1, \end{cases} \quad (3)$$

где a – уровень боковых лепестков одноуровневой ПАКФ.

На рис. 1, *a* приведена одноуровневая ПАКФ r_τ ($\tau = 0, 1, \dots, N-1$ – номер отсчета ПАКФ), а на рис. 1, *b* – ее энергетический спектр $|\rho_m|^2$ ($m = 0, 1, \dots, N-1$ – номер отсчета энергетического спектра).

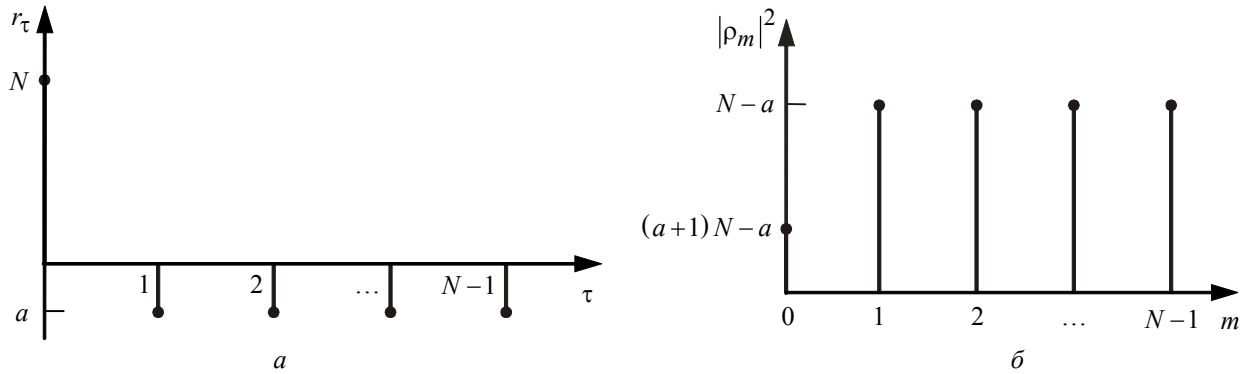


Рис. 1

Наименьшее возможное значение нулевой гармоники энергетического спектра составляет $|\rho_0|^2 = 0$, при этом глобальный минимум уровня боковых лепестков a ПАКФ удовлетворяет условию $a_{\min} = N/(1-N)$. Поскольку глобальный максимум боковых лепестков не может быть больше энергии фазокодированной последовательности, то $a_{\max} = N$.

Для идеальной ПАКФ уровень боковых лепестков $a = 0$, и тогда из (3) следует равенство всех гармоник энергетического спектра: $(|\rho_0|^2 = |\rho_1|^2 = \dots = |\rho_{N-1}|^2 = N)$.

Для доказательства эквидистантности ансамбля циклически сдвинутых копий фазокодированной последовательности сформулируем теорему.

Теорема. Циклически сдвинутые копии фазокодированной последовательности периода N с минимально возможным уровнем боковых лепестков $a_{\min} = N/(1-N)$ образуют ансамбль эквидистантных симплексных векторов с максимально возможным взаимным расстоянием, квадрат которого

$$R_{\max}^2 = 2[N/(N-1)]N. \quad (4)$$

Доказательство. Циклически сдвинутые копии исходной ФКП $\Gamma_0 = \{\gamma_n^{(0)}\}_{0, N-1}$ определяются на основании выражения

$$\Gamma_{\tau \text{ aut}} = \{\gamma_n^{(\tau)}\}_{0, N-1} = \{\gamma_{(\tau+n) \bmod N}^{(0)}\}_{0, N-1}, \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1.$$

Отсчеты ПАКФ представляют собой скалярное произведение двух копий ФКП – сдвинутой и исходной, т. е.

$$r_{\tau} = (\Gamma_{\tau \text{ aut}}, \Gamma_0) = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_n^{(\tau)} \gamma_n^{(0)*} = \sum_{n=0}^{N-1} \gamma_{(n+\tau) \bmod N}^{(\tau)} \gamma_n^{(0)*} = a, \quad \tau = 0, 1, \dots, N-1,$$

где "*" – знак комплексного сопряжения.

Квадрат расстояния между последовательностями $\Gamma_{\tau \text{ aut}}$ и Γ_0 равен $R^2 = 2\|\Gamma_0\|^2 - 2(\Gamma_{\tau \text{ aut}}, \Gamma_0)$. Учтя, что $\|\Gamma_0\|^2 = N$, а уровень боковых лепестков $a = a_{\min} = N/(1-N)$, получим $R_{\max}^2 = 2[N/(N-1)]N$.

Аналогично можно получить расстояние для любых двух циклически сдвинутых последовательностей $\Gamma_{\tau \text{ aut}}$ и Γ_l , $\tau, l = 1, 2, \dots, N-1, \tau \neq l$. Таким образом, доказана попарная эквидистантность ансамбля циклически сдвинутых копий фазокодированных последовательностей.

Сравним выражения (1) и (4). С учетом обозначений $d_{\min} = R_{\max}$, $L = N$, $E = \|\Gamma\|^2 = N$ эти выражения эквивалентны. Следовательно, для решения задачи синтеза симплексных последовательностей необходимо синтезировать ФКП с минимально возможным уровнем боковых лепестков ПАКФ.

Примеры решения задачи синтеза симплексных ФКП. Основные аспекты решения задачи построения ФКП с заданным значением уровня боковых лепестков одноуровневой ПАКФ рассмотрены в [5]. Приведем в фазовом представлении результаты синтеза ФКП с минимально возможным уровнем боковых лепестков одноуровневой ПАКФ для периодов $N = 2 \dots 10$. Отметим, что полный ансамбль симплексных последовательностей объема $V = N$ в пространстве размерности $N-1$ формируется всеми циклическими сдвигами приведенных далее исходных последовательностей.

- Период $N = 2$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -2$, $\Psi = \{0; \pi\}$.
- Период $N = 3$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -1$,

$$\Psi = \{0; 0; \pi\}.$$

- Период $N = 4$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -4/3$,

$$\Psi = \{0; \pi; \pi - \arctg(2\sqrt{2}); -\arctg(2\sqrt{2})\}.$$

- Период $N = 5$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -5/4$,

$$\Psi = \{0; \pi - \arctg(\sqrt{15}); \arctg(\sqrt{15}) - \pi; \arctg(\sqrt{15}) - \pi; \pi - \arctg(\sqrt{15})\}.$$

- Период $N = 6$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -6/5$. В этом случае существуют две неэквивалентные ФКП, на основе каждой из которых может быть сформирован ансамбль симплексных ФКП:

$$\Psi_0 = \{0; 3\pi/2; \pi - \arctg(3/4); \arctg(4/3); \pi - \arctg(3/4); 3\pi/2\};$$

$$\Psi_1 = \left\{ 0; \pi; \arctg\left(\frac{\sqrt{6}/10 - 3/5}{-1/5 - 3\sqrt{6}/10}\right) - \pi; \arctg(2\sqrt{6}); \arctg(2\sqrt{6}) - \pi; \arctg\left(\frac{-\sqrt{6}/10 + 3/5}{1/5 + 3\sqrt{6}/10}\right) \right\}$$

- Период $N = 7$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -1$,

$$\Psi = \{0; 0; 0; \pi; \pi; 0; \pi\}.$$

- Период $N = 8$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -8/7$. В этом случае существуют три неэквивалентные ФКП, на основе каждой из которых может быть сформирован ансамбль симплексных ФКП:

$$\Psi_0 = \left\{ 0; \operatorname{arctg} \left(\frac{2\sqrt{6}/7 + \sqrt{3}/7}{-2/7 + 3\sqrt{2}/7} \right); -\operatorname{arctg}(4\sqrt{3}); \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{3}/7 - 2\sqrt{6}/7}{-2/7 - 3\sqrt{2}/7} \right) - \pi; \pi - \operatorname{arctg}(4\sqrt{3}); \right. \\ \left. \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{3}/7 - 2\sqrt{6}/7}{-2/7 - 3\sqrt{2}/7} \right) - \pi; -\operatorname{arctg}(4\sqrt{3}); \operatorname{arctg} \left(\frac{2\sqrt{6}/7 + \sqrt{3}/7}{-2/7 + 3\sqrt{2}/7} \right) \right\};$$

$$\Psi_1 = \left\{ 0; \pi - \arccos \left(\frac{1 + 4\sqrt{2}}{7} \right) - \arccos \left(\frac{1 + 2\sqrt{2}}{7} \right); -\arccos \left(\frac{1 + 4\sqrt{2}}{7} \right) - \arccos \left(\frac{1 + 2\sqrt{2}}{7} \right); \pi; \right. \\ \left. \pi - \arccos \left(\frac{1 + 4\sqrt{2}}{7} \right); \arccos \left(\frac{1 + 2\sqrt{2}}{7} \right); \arccos \left(\frac{1 + 2\sqrt{2}}{7} \right) + \pi; -\arccos \left(\frac{1 + 4\sqrt{2}}{7} \right) \right\};$$

$$\Psi_2 = \left\{ 0; \pi; -\arccos \left[\frac{2\sqrt{10 + \sqrt{2}} \sqrt{3} (1 + 2\sqrt{2}) + 7 - 7\sqrt{2}}{49} \right] - \arccos \left(\frac{1 - 2\sqrt{2}}{7} \right); \right. \\ \left. -\arccos \left[\frac{2\sqrt{10 + \sqrt{2}} \sqrt{3} (1 + 2\sqrt{2}) + 7 - 7\sqrt{2}}{49} \right]; \arccos \left(\frac{1 + 2\sqrt{2}}{7} \right) + \pi; \right. \\ \left. \arccos \left(\frac{1 + 2\sqrt{2}}{7} \right); -\arccos \left[\frac{2\sqrt{10 + \sqrt{2}} \sqrt{3} (1 + 2\sqrt{2}) + 7 - 7\sqrt{2}}{49} \right] - \pi; \right. \\ \left. -\arccos \left[\frac{2\sqrt{10 + \sqrt{2}} \sqrt{3} (1 + 2\sqrt{2}) + 7 - 7\sqrt{2}}{49} \right] - \arccos \left(\frac{1 - 2\sqrt{2}}{7} \right) - \pi \right\}.$$

- Период $N = 9$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -9/8$:

$$\Psi = \left\{ 0; -\arccos \left(\frac{42t^2 - 5\sqrt{21}t - 23}{4\sqrt{112t^4 - 28\sqrt{21}t^3 - 84t^2 + 17\sqrt{21}t + 37}} \right); \right. \\ \left. \arccos \left[\frac{\sqrt{21}(42t - \sqrt{21})}{42\sqrt{28t^4 - 21t^2 - \sqrt{21}t + 16}} \right]; \arccos \left(-\frac{1}{8} \right); \right. \\ \left. \arccos \left(-\frac{1}{8} \right) + \arccos \left(\frac{42t^2 - 5\sqrt{21}t - 23}{4\sqrt{112t^4 - 28\sqrt{21}t^3 - 84t^2 + 17\sqrt{21}t + 37}} \right) - \right. \\ \left. -\arccos \left[\frac{\sqrt{21}(42t - \sqrt{21})}{42\sqrt{28t^4 - 21t^2 - \sqrt{21}t + 16}} \right]; \right. \\ \left. \arccos \left(-\frac{1}{8} \right) + \arccos \left(\frac{42t^2 - 5\sqrt{21}t - 23}{4\sqrt{112t^4 - 28\sqrt{21}t^3 - 84t^2 + 17\sqrt{21}t + 37}} \right) - \right. \\ \left. -\arccos \left[\frac{\sqrt{21}(42t - \sqrt{21})}{42\sqrt{28t^4 - 21t^2 - \sqrt{21}t + 16}} \right]; \arccos \left(-\frac{1}{8} \right) \right\};$$

$$\left. \begin{aligned} & \arccos \left[\frac{\sqrt{21}(42t - \sqrt{21})}{42\sqrt{28t^4 - 21t^2 - \sqrt{21}t + 16}} \right]; \\ & - \arccos \left(\frac{42t^2 - 5\sqrt{21}t - 23}{4\sqrt{112t^4 - 28\sqrt{21}t^3 - 84t^2 + 17\sqrt{21}t + 37}} \right) \end{aligned} \right\},$$

где $t = \cos \left[(1/3) \arccos(\sqrt{21}/7) \right]$.

- Период $N = 10$, минимально возможный уровень боковых лепестков $a_{\min} = -10/9$. В этом случае существует четыре неэквивалентные ФКП, на основе каждой из которых может быть сформирован ансамбль симплексных ФКП:

$$\Psi_0 = \{0; \arccos(-2/3) + \pi; 0; \pi; \arccos(1/9) + \pi; \arccos(1/9);$$

$$\arccos(-2/3); \arccos(1/9); \arccos(1/9) + \pi; \pi\};$$

$$\Psi_1 = \{0^\circ; 180^\circ; 22.03^\circ; 65.352^\circ; 314.98^\circ; 307.745^\circ; 127.745^\circ; 134.98^\circ; 245.352^\circ; 202.03^\circ\}$$

$$\Psi_2 = \{0^\circ; 180^\circ; 14.994^\circ; 67.287^\circ; 159.467^\circ; 126.272^\circ; 306.272^\circ; 339.467^\circ; 247.287^\circ; 194.994^\circ\}$$

$$\Psi_3 = \{0^\circ; 149.359^\circ; 171.698^\circ; 281.169^\circ; 39.888^\circ;$$

$$321.057^\circ; 39.888^\circ; 281.169^\circ; 171.698^\circ; 149.359^\circ\}.$$

С помощью децимаций из исходных неэквивалентных ФКП заданного периода N могут быть сформированы "изоморфные" последовательности, на базе каждой из которых циклическими сдвигами можно сформировать ансамбли циклических симплексных последовательностей.

Формирование ансамблей эквидистантных симплексных векторов. Рассмотрим формирование ансамбля эквидистантных симплексных векторов из симплексных многофазных последовательностей с минимальным возможным уровнем одноуровневой ПАКФ. Для длин $N = 2$ и $N = 3$ используем геометрическое представление.

Согласно результату, полученному на с. 6, ФКП длиной $N = 2$ с минимальным возможным уровнем боковых лепестков $a_{\min} = -2$ имеет вид $\Gamma = \{1; -1\}$. Циклические сдвиги приводят к последовательностям $\Gamma_0 = \{1; -1\}$ и $\Gamma_1 = \{-1; 1\}$. Отложим в ортогональной системе координат с координатными осями $(e_1; e_2)$ (рис. 2, а) точки с координатами $(1, -1)$ и $(-1, 1)$. Соединив точку 0 (начало системы координат) с каждой из этих точек, получим два противоположно направленных вектора длиной $\|\Gamma_0\| = \|\Gamma_1\| = \sqrt{2}$.

Разделив каждый вектор на $\sqrt{N} = \sqrt{2}$, получим ансамбль эквидистантных симплексных векторов:

$$\mathbf{v}_0 = \{\sqrt{2}/2; -\sqrt{2}/2\}; \mathbf{v}_1 = \{-\sqrt{2}/2; \sqrt{2}/2\}, \|\mathbf{v}_0\| = \|\mathbf{v}_1\| = 1. \quad (5)$$

Так как эти векторы лежат на одной прямой, то размерность векторного пространства $k = 2 - 1 = 1$. Поворачивая полученные векторы на один и тот же угол, можно получить

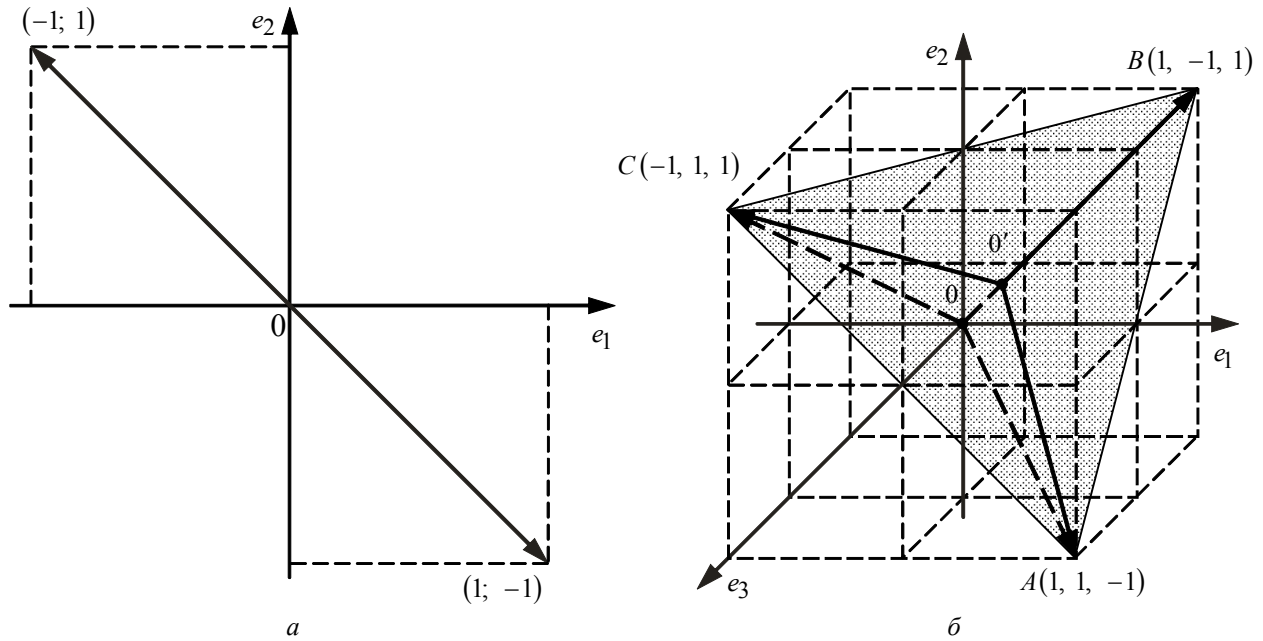


Рис. 2

остальные ансамбли эквидистантных симплексных векторов. Например при повороте на угол $\Delta\varphi = \pi/2$, получим ансамбль вида $\mathbf{v}_0 = \{\sqrt{2}/2; \sqrt{2}/2\}$; $\mathbf{v}_1 = \{-\sqrt{2}/2; -\sqrt{2}/2\}$; при повороте на угол $\Delta\varphi = \pi/4$ – ансамбль вида $\mathbf{v}_0 = \{1, 0\}$; $\mathbf{v}_1 = \{-1, 0\}$. Отметим, что только исходные векторы (5) образованы циклическими сдвигами своих кодовых элементов. Поскольку энергия $E = 1$, так как $\|\mathbf{v}_l\| = 1, l = 0, 1, \dots, N-1$, максимальное расстояние $R_{\max}^2 = 2[N/1 - N]E = 4$, что может быть проверено непосредственным расчетом для любого из полученных ансамблей. Угол между векторами $\theta = \pi$.

Перейдем к рассмотрению ансамблей для $N = 3$. ФКП указанной длины с минимальным возможным уровнем боковых лепестков $a_{\min} = -1$ имеет вид $\Gamma = \{1; 1; -1\}$. Циклические сдвиги приводят к последовательностям вида $\Gamma_0 = \{1; 1; -1\}$, $\Gamma_1 = \{1; -1; 1\}$ и $\Gamma_2 = \{-1; 1; 1\}$. В ортогональной системе координат с координатными осями $(e_1; e_2; e_3)$ (рис. 2, б) отложим точки A, B и C с координатами $(1, 1, -1), (1, -1, 1)$ и $(-1, 1, 1)$. Соединив точку 0 (начало системы координат) с каждой вершиной, получим три эквидистантных вектора длиной $\|\Gamma_0\| = \|\Gamma_1\| = \|\Gamma_2\| = \sqrt{3}$. Однако эти векторы не образуют искомый ансамбль симплексных векторов, поскольку их длина не равна 1, а угол между любой парой векторов равен $\theta = \pi - \arccos(1/3)$, хотя согласно (2) при $L = 3$ он должен составлять $\theta = 2\pi/3$. Для формирования ансамбля симплексных ФКП спроецируем точку 0 в плоскость равностороннего треугольника ABC , получив точку $0'$. Точка $0'$ является центром равностороннего треугольника ABC со сторонами $AB = AC = BC = 2\sqrt{2}$. Векторы $\overrightarrow{0'A}, \overrightarrow{0'B}$ и $\overrightarrow{0'C}$ образуют ансамбль ненормированных эквидистантных симплексных векторов. Их длины с учетом длин исходных векторов и длины линии проекции $\|\overrightarrow{00'}\| = \sqrt{3}/3$ равны $\|\overrightarrow{0'A}\| = \|\overrightarrow{0'B}\| = \|\overrightarrow{0'C}\| = 2\sqrt{2/3}$. Построим в плоскости треугольник ABC с тем же

центром, но с длинами векторов, равными единице, и получим ансамбль эквидистантных симплексных векторов:

$$\mathbf{v}_0 = \{\sqrt{6}/6; \sqrt{6}/6; -\sqrt{6}/3\}; \mathbf{v}_1 = \{\sqrt{6}/6; -\sqrt{6}/3; \sqrt{6}/6\}; \mathbf{v}_2 = \{-\sqrt{6}/3; \sqrt{6}/6; \sqrt{6}/6\}, \|\mathbf{v}_0\| = \|\mathbf{v}_1\| = \|\mathbf{v}_2\| = 1.$$

Отметим, что эти векторы образованы циклическими сдвигами своих кодовых элементов.

Поскольку энергия $E = 1$, максимальное расстояние между любыми двумя векторами $R_{\max}^2 = 3$. Как и в предыдущем случае, это можно проверить прямым расчетом. Угол между векторами $\theta = 2\pi/3$.

Поскольку данные векторы лежат в плоскости треугольника ABC , размерность пространства $k = 3 - 1 = 2$.

Поворачивая полученную конструкцию векторов вокруг координатных осей $(e_1; e_2; e_3)$, можно получить остальные ансамбли эквидистантных симплексных векторов для $N = 3$.

Для кодовых последовательностей периода $N > 3$ геометрическое представление затруднено. Однако переход к построению ансамбля нормированных эквидистантных симплексных векторов осуществляется за счет рассмотренных процедур нормировки: для ФКП с уровнем $a_{\min} = N/(1 - N)$ каждый вектор получается делением на \sqrt{N} , а для ФКП с уровнем $a_{\min} = -1$ нормировка векторов осуществляется аналогично тому, как было рассмотрено в случае $N = 3$.

С использованием предложенного метода могут быть сформированы ансамбли циклических симплексных последовательностей, образованных ФКП с единичным пик-фактором в пространстве произвольной размерности $k = N - 1$. На их основе, используя рассмотренный подход, можно сформировать ансамбли эквидистантных симплексных векторов. Известные ансамбли эквидистантных симплексных векторов также получаются в рамках рассмотренного метода. Данный метод обладает свойством полноты в том смысле, что позволяет синтезировать все неэквивалентные ансамбли циклических симплексных последовательностей на базе ФКП в пространстве заданной размерности k . С помощью децимаций исходных ФКП можно синтезировать ансамбли циклических симплексных последовательностей для каждого неэквивалентного решения.

Список литературы

1. Конвей Дж., Слоэн Н. Упаковки шаров, решетки и группы: в 2 т. М.: Мир, 1990. Т. 1. 415 с; Т. 2. 376 с.
2. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
3. Song H. Y., Golomb S. W. Some new constructions for simplex code // IEEE Trans. on inf. th. 1994. Vol. IT-40, № 2. P. 504–507.
4. Введение в контурный анализ и его приложения к обработке изображений и сигналов / Я. А. Фурман, А. В. Кревецкий, А. К. Передреев и др.; под ред. Я. А. Фурмана. М.: Физматлит, 2003. 592 с.
5. Леухин А. Н., Парсаев Н. В. Общий подход к построению фазокодированных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 6. С. 5–12.

A. N. Leukhin, D. A. Nazarov
Mari state technical university

Simplex phase-coded sequences

New method for constructing an ensemble of cyclic simplex sequences based on finding a solution of equations system for the synthesis of phase-coded sequences with single-level periodic autocorrelation function at the lowest possible value of the sidelobes level is offered. Method of forming a single-level periodic autocorrelation function of the equidistant simplex vectors ensembles from polyphase simplex sequences with minimum possible level of side lobes is described. Realization of the method for phase coded sequences with periods $N = 2 \dots 10$, forming ensembles of cyclic simplex sequences in spatial dimensions $k = 1 \dots 9$ respectively is presented.

Ensembles of cyclic simplex phase-coded sequences, equidistant simplex vectors, synthesis method of simplex sequences ensembles

Статья поступила в редакцию 31 октября 2009 г.

УДК 621.37

М. И. Богачев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Сравнительный анализ помехоустойчивости методов прогнозирования выбросов случайных сигналов с фрактальными свойствами при использовании информации о кратковременной и о долговременной зависимостях¹

Приведен сравнительный анализ помехоустойчивости двух методов прогнозирования выбросов случайных сигналов с фрактальными свойствами, наблюдаемых на фоне аддитивного "белого" шума с нормальным и равномерным распределениями. Первый метод основан на анализе кратковременного предиктора выброса и использует информацию только о кратковременной зависимости случайного сигнала. Второй метод базируется на анализе предшествующих выбросов на основе математического аппарата интервальных статистик и использует информацию о долговременной зависимости. Показано, что использование информации о долговременной зависимости позволяет достичь лучших характеристик прогнозирования для случайных процессов с выраженной или нелинейной долговременной зависимостью при условии, что распределение отсчетов сигнала затухает значительно медленнее, чем распределение отсчетов шума, а отношение "сигнал/шум" лежит в диапазоне 3...10.

Случайный сигнал, прогнозирование, выброс, долговременная зависимость, помехоустойчивость

В задачах анализа случайных сигналов типичной является ситуация, когда информация об анализируемых сигналах искажена воздействием шумов различной природы. Это может быть связано с природой порождающей системы, когда случайный сигнал исходно формируется как многокомпонентный, причем не все компоненты являются информативными. Более распространенным является случай, когда сформированные порождающей системой случайные сигналы доступны наблюдателю лишь с искажениями, возникшими вследствие погрешностей используемой при регистрации измерительной аппаратуры, из-за

¹ Работа выполнена при поддержке Федерального агентства по образованию Министерства образования и науки РФ в рамках ФЦП "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы" (государственный контракт № П2342 от 17.11.2009).

наличия различного рода помех при передаче информации по радиоканалу, и из-за округлений при оцифровке данных и по другим причинам. Во всех указанных случаях требуется извлечение из полученного колебания, представляющего искаженный случайный сигнал, полезной информации.

В задачах анализа случайных сигналов типичной является ситуация, когда информация об анализируемых сигналах искажена воздействием шумов различной природы. Это может быть связано с природой порождающей системы, когда случайный сигнал исходно формируется как многокомпонентный, причем не все компоненты являются информативными. Более распространенным является случай, когда сформированные порождающей системой случайные сигналы доступны наблюдателю лишь с искажениями, возникшими вследствие погрешностей используемой при регистрации измерительной аппаратуры, из-за наличия различного рода помех при передаче информации по радиоканалу, и из-за округлений при оцифровке данных и по другим причинам. Во всех указанных случаях требуется извлечение из полученного колебания, представляющего искаженный случайный сигнал, полезной информации.

В настоящей статье рассматривается задача прогноза динамики выбросов случайного сигнала над заданным порогом Q , при условии, что совокупность моментов сигнала обладает фрактальными свойствами, а наблюдение сигнала производится на фоне аддитивного случайного процесса с независимыми отсчетами ("белого" шума). Актуальность решения задач прогнозирования для данного класса случайных сигналов подчеркивается тем, что фрактальные свойства порождаемых сигналов характерны для разнородных сложных систем, таких, как регуляторные системы в физиологии (где фрактальные свойства были отмечены в отношении сердечного и некоторых других физиологических ритмов [1]), экономические [2], климатические [3], [4], и больших технических систем, среди которых следует выделить системы массового обслуживания, в частности многопользовательские телекоммуникационные сети, где фрактальные свойства обнаруживаются в динамике совокупного трафика от множества пользователей [5], [6]. Прогнозирование выбросов случайных сигналов, порождаемых указанными классами сложных систем, актуально для предупреждения опасных физиологических состояний, кризисных периодов в экономической активности, чрезвычайных ситуаций природного происхождения, перегрузок в сетях массового обслуживания и в ряде других задач.

Возможны два основных подхода к прогнозированию выброса случайного сигнала y_i с фрактальными свойствами. Первый из них – классический, основанный на поиске для искомого выброса $y_n > Q$ характерного предиктора $y_{n,k}$ длительностью k принятых отсчетов. Этот подход использует информацию только о кратковременной зависимости отсчетов случайного сигнала. Для его реализации в относительно простых системах, где единственный наивероятнейший предиктор $y_{n,k}$ является репрезентативным, необходимо обладать информацией об этом предикторе $y_{n,k}$ и оценивать близость к нему на основании некоторой заданной метрики расстояния между предикторами. В более сложных системах, где наивероятнейший предиктор $y_{n,k}$ не является единственным либо репрезентативным, необходимо обладать полной базой данных вероятностей $P(y_n > Q | y_{n,k})$ превышения случайным сигналом y_i порога Q в момент времени n .

Второй подход основан на анализе долговременной зависимости. В рамках этого подхода предложен метод прогнозирования случайных сигналов с фрактальными свойствами с использованием математического аппарата интервальных статистик [7], когда вероятность $W_Q(t)$ превышения порога Q случайным сигналом y_i в следующий момент времени оценивается с

учетом времени t , истекшего после последнего такого превышения, на основании выражения $W(t, \Delta t) = [C_Q(t+1) - C_Q(t)] / [1 - C_Q(t)]$, $t \gg 1$, где $C_Q(t)$ – функция распределения вероятностей между выбросами случайного сигнала свыше заданного порога Q [8]. Более подробное описание указанных подходов и примеры их применения для прогнозирования трафика в телекоммуникационных сетях приведены в [9], [10].

В работе [11] проведен сравнительный анализ эффективности данных подходов при прогнозировании выбросов фрактальных процессов с линейной и с нелинейной составляющими долговременной зависимости. Согласно полученным результатам при наличии только линейной составляющей долговременной зависимости (монофрактальная модель случайного сигнала) анализ кратковременного предиктора всегда предпочтительнее, тогда как в присутствии выраженной нелинейной долговременной зависимости (мультифрактальная модель случайного сигнала) оба подхода показывают сопоставимую эффективность прогнозирования. С учетом этих результатов преимуществами подхода на основе интервальных статистик могут быть только простота его реализации, отсутствие необходимого для альтернативного подхода этапа обучения алгоритма прогнозирования, минимизация объема информации, требуемой для осуществления прогноза, до единственного параметра истекшего времени t после последнего произошедшего выброса.

Однако задача прогнозирования в работе [11] была рассмотрена в предположении неискаженных случайных сигналов, в частности без учета воздействия шумов. Подобное предположение уместно при анализе трафика в телекоммуникационных сетях, где объем переданных или полученных данных за истекший временной интервал может быть определен с точностью до бита без искажений. При анализе регистрируемых случайных сигналов, порождаемых физиологическими или климатическими системами, воздействие факторов шумов при съеме и погрешности измерения значительно и подобное допущение может приводить к снижению достоверности результата.

В качестве примера подобного противоречия можно привести результаты прогнозирования аномально больших интервалов между сердечными сокращениями (эпизодов брадикардии) на основании анализа случайных сигналов, полученных при суточном мониторинге электрокардиосигнала, приведенные в работе [12]. Сердечный ритм, как и многие другие физиологические ритмы, является случайным сигналом с выраженными как линейной, так и нелинейной составляющими долговременной зависимости. При анализе эффективности прогнозирования искусственно синтезированного случайного сигнала (с использованием математической модели мультипликативного каскада с параметрами, имитирующими динамику сердечного ритма в норме) полученные результаты указывают на сопоставимую эффективность прогнозирования при использовании как подхода на основе анализа предикторов, так и подхода на основе интервальных статистик, что согласуется с данными работы [11]. С другой стороны, при анализе реальных записей сердечного ритма прогноз на основе метода интервальных статистик оказался более эффективным в подавляющем большинстве записей [12]. В качестве значимого фактора, который мог повлиять на расхождение в результатах, следует отметить погрешности измерения интервалов между сердечными сокращениями при анализе электрокардиосигнала, так как его съем при амбулаторном мониторинге проводился в условиях сложной помеховой обстановки.

Другим примером аналогичного противоречия могут послужить результаты анализа экономических показателей, где при прогнозировании отрицательных выбросов суточных возвратов (соответствующих резким падениям котировок акций и индексов на финансо-

вом рынке), представляющих собой некоррелированный случайный процесс с выраженной долговременной нелинейной зависимостью, была получена равная эффективность прогнозирования при использовании метода на основе предикторов и метода на основе интервальных статистик при анализе математической модели мультипликативного каскада с соответствующими параметрами, и значительное повышение эффективности при использовании метода интервальных статистик для анализа реальных исторических временных рядов значений котировок [13]. В данном примере, вероятно, имел место случай двухкомпонентного случайного процесса, где наряду с нелинейно долговременно зависимой составляющей, успешно описываемой моделью мультипликативного каскада, имеется случайная составляющая, неинформативная для прогноза, которая может быть формально описана в виде эквивалентного аддитивного шума.

В связи с указанными противоречиями представляется важным рассмотреть и проанализировать случай прогнозирования фрактального процесса (обладающего долговременной зависимостью) на фоне аддитивного шумового случайного процесса (с независимыми отсчетами).

В качестве моделей сигналов остановимся на монофрактальной и мультифрактальной моделях, наиболее распространенных для описания процессов с долговременной зависимостью, порождаемых сложными системами.² Для монофрактальной модели рассмотрим наиболее распространенное нормальное распределение отсчетов случайного сигнала. Для мультифрактальной модели наряду с гауссовским распределением целесообразно рассмотреть случай распределения с "тяжелыми хвостами", так как согласно литературным данным распределения с логнормальными или степенными "хвостами" типичны для сложных систем с мультифрактальной динамикой, в частности для процессов в физиологических, экономических, климатических и больших технических системах [14]–[17].

Рассмотрим монофрактальную модель, т. е. случайный сигнал с исключительно линейной долговременной зависимостью при нормальном распределении сигнала и шума. Остановимся на случайных сигналах, характеризуемых показателями Хёрста $H = 0.6$ (слабая долговременная зависимость), 0.8 (промежуточное значение) и 0.98 (выраженная долговременная зависимость). Согласно данным предыдущих исследований приемлемой вероятности правильного прогнозирования выброса D в отсутствие шума удается добиться при значениях вероятности ложной тревоги α в диапазоне $0.1 \dots 0.3$ [11]. Поэтому для построения характеристик помехоустойчивости зафиксируем два значения вероятности ложной тревоги, равных границам указанного диапазона. Поскольку по условиям задачи прогнозированию подлежат превышения случайным сигналом фиксированного порога Q , в качестве отношения "сигнал/шум" примем отношение $Q/\sigma_{ш}$, где $\sigma_{ш}$ – стандартное отклонение значений шума. Полученные при заданных условиях характеристики помехоустойчивости приведены на рис. 1 для пороговых значений Q , соответствующих средним интервалам повторения выбросов $R_Q = 10, 70$ и 500 . Сплошными линиями при-

² В связи с тем, что определения, свойства и способы формирования моно- и мультифрактальных случайных сигналов детально освещены в литературе (см., например, [5], [7], [9]), данные определения и свойства здесь опущены.

ведены результаты для метода прогнозирования на основе кратковременных предикторов выброса, штрихпунктирными линиями – для метода на основе интервальных статистик.

Из рис. 1 следует, что для всех рассмотренных значений в диапазоне значений отношения "сигнал/шум", характерных для измерений в реальных системах, лучшими характеристиками прогнозирования обладает метод на основе анализа кратковременных предикторов.

На рис. 2 приведены аналогичные характеристики при равномерном распределении отсчетов шума и нормальном распределении отсчетов сигнала. В этом случае распределение отсчетов сигнала затухает медленнее отсчетов шума, что более типично для сигналов, порождаемых сложными системами. Из рис. 2 видно, что для слабовыраженной линейной долговременной зависимости ($H = 0.5$ и 0.8) полученные результаты качественно не отличаются от полученных при нормальном распределении отсчетов шума. Напротив, для $H = 0.98$ и при отношении "сигнал/шум" около 3 для всех рассмотренных значений среднего интервала между выбросами R_Q получен некоторый выигрыш при использовании прогноза на основании информации о долговременной зависимости по сравнению с анализом кратковременных предикторов. Таким образом, сравнение рис. 1 и 2 показывает сущест-

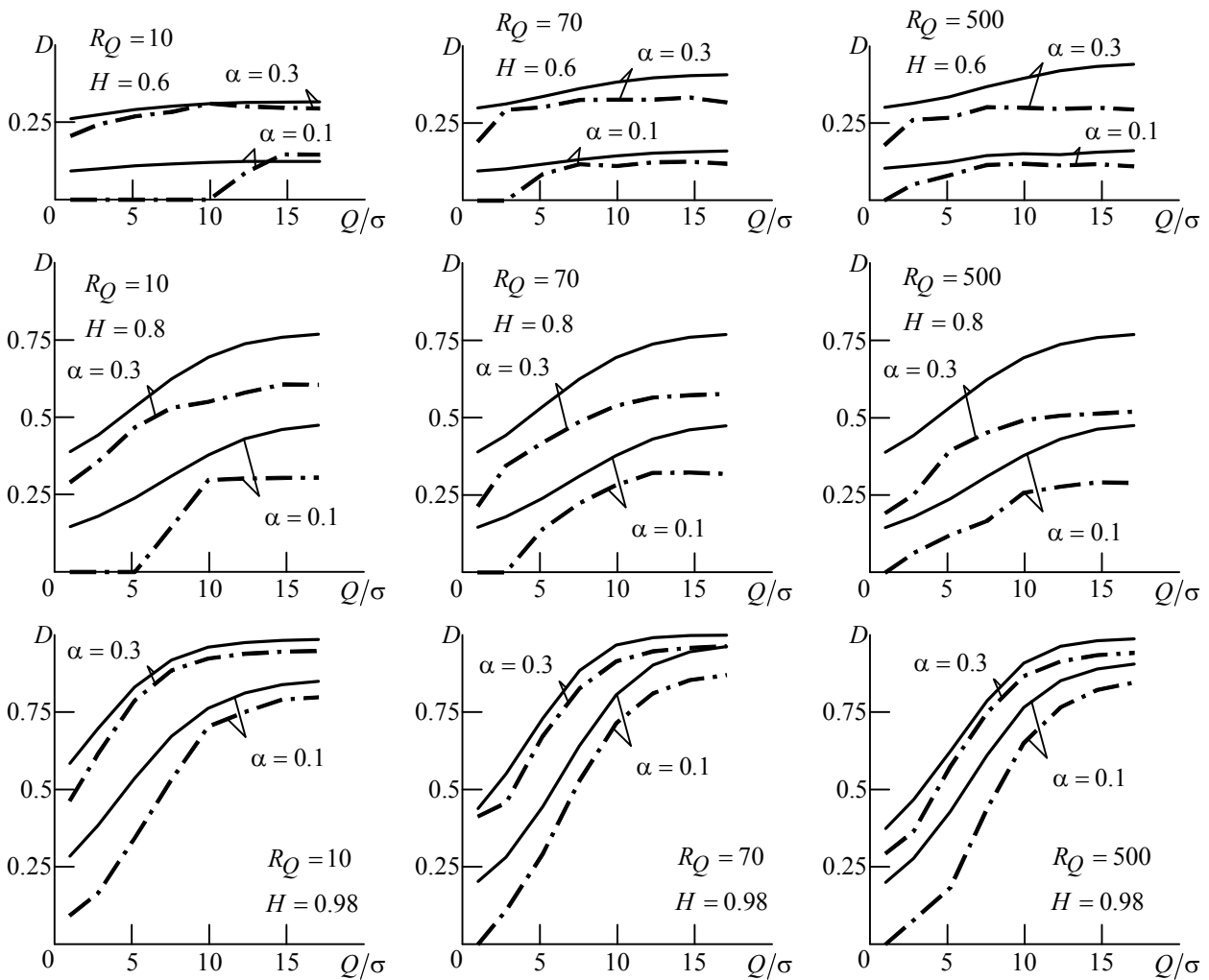


Рис. 1

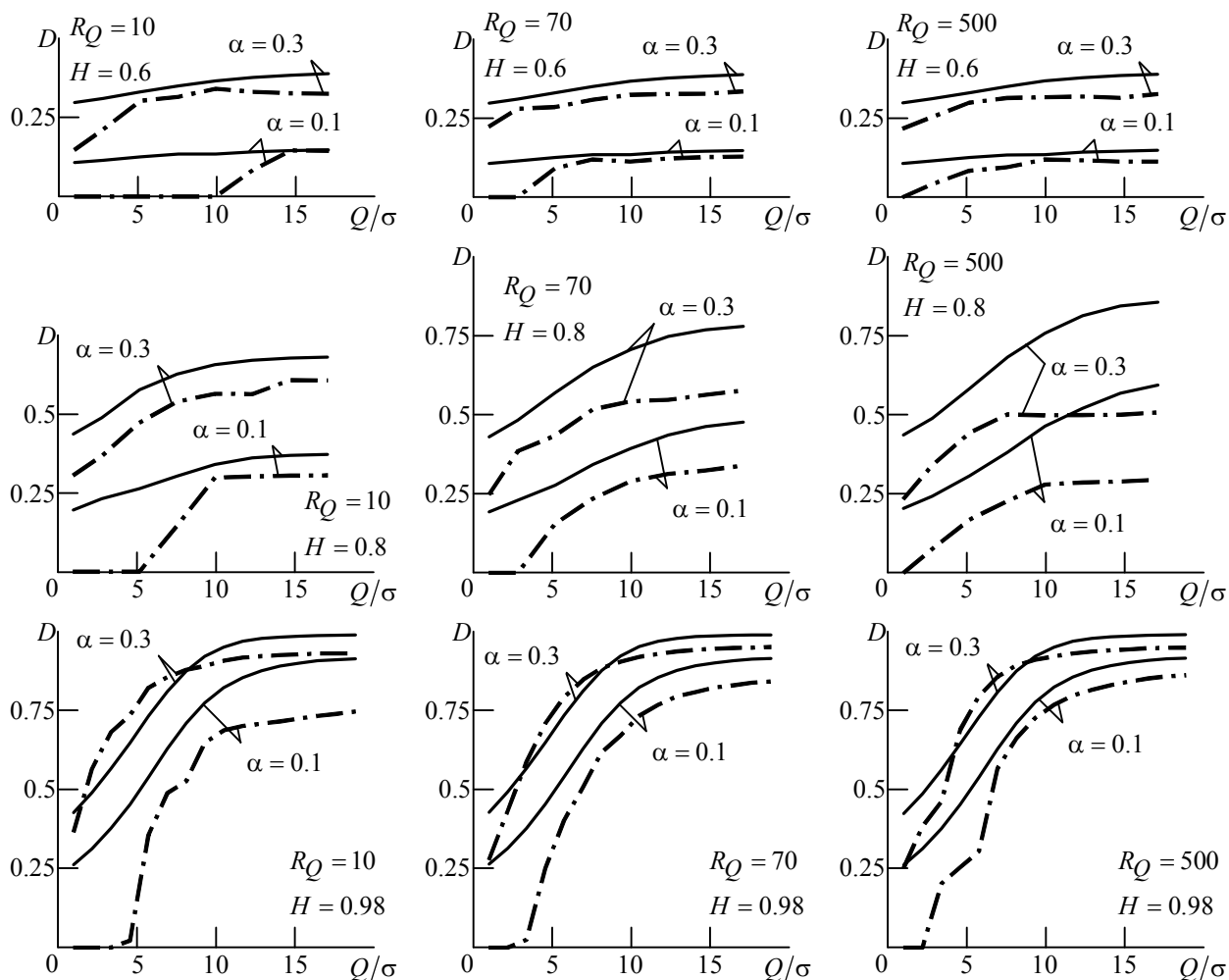


Рис. 2

венное влияние соотношения распределений отсчетов сигнала и шума на выбор оптимальной тактики прогнозирования³.

Проанализируем случайные сигналы с нелинейной долговременной зависимостью. Для этого воспользуемся математической моделью мультипликативного каскада со случайными множителями. Рассмотрим сигналы при тех же показателях Хёрста, что и для монофрактальных моделей⁴. Характеристики помехоустойчивости при нормальном распределении сигнала и шума приведены на рис. 3 для тех же значений параметров R_Q и α , что и на предыдущих рисунках. Из рис. 3 следует, что оба подхода показывают сопоставимую эффективность прогнозирования при одинаковых распределениях сигнала и шума в широком диапазоне значений отношения "сигнал/шум".

³ Преимущество от соотношения ширины распределений при использовании информации о долговременной зависимости может быть получено и при меньших значениях показателя Хёрста H для распределений сигнала с "тяжелыми хвостами". Монофрактальные процессы с "тяжелыми хвостами" могут быть синтезированы на основе итерационного алгоритма Шрайбера–Шмидца [18]. Однако поскольку монофрактальные процессы (характеризующиеся только линейной составляющей зависимости между отсчетами), описываемые распределениями с "тяжелыми хвостами", встречаются достаточно редко, данный случай представляет скорее академический интерес и потому опущен.

⁴ Более подробно вопрос подбора параметров модели мультипликативного каскада для получения заданных характеристик линейной и нелинейной долговременных зависимостей формируемого случайного сигнала рассмотрен в работах [8], [9], [11].

Как отмечалось ранее, исходя из литературных данных случайные сигналы, порождаемые сложными системами с выраженной нелинейной динамикой и мультифрактальными свойствами, характеризуются, как правило, распределениями с "тяжелыми хвостами". В этой связи на рис. 4 приведены характеристики помехоустойчивости для сигналов, подчиняющихся логнормальному распределению, наблюдаемых на фоне аддитивного нормального "белого" шума. Из зависимостей на рис. 4 следует, что при существенно более медленном спаде распределения сигнала по сравнению с распределением шума в диапазоне отношений "сигнал/шум" 3...10 имеется значительный выигрыш при использовании метода прогнозирования на основе интервальных статистик перед методом на ос-

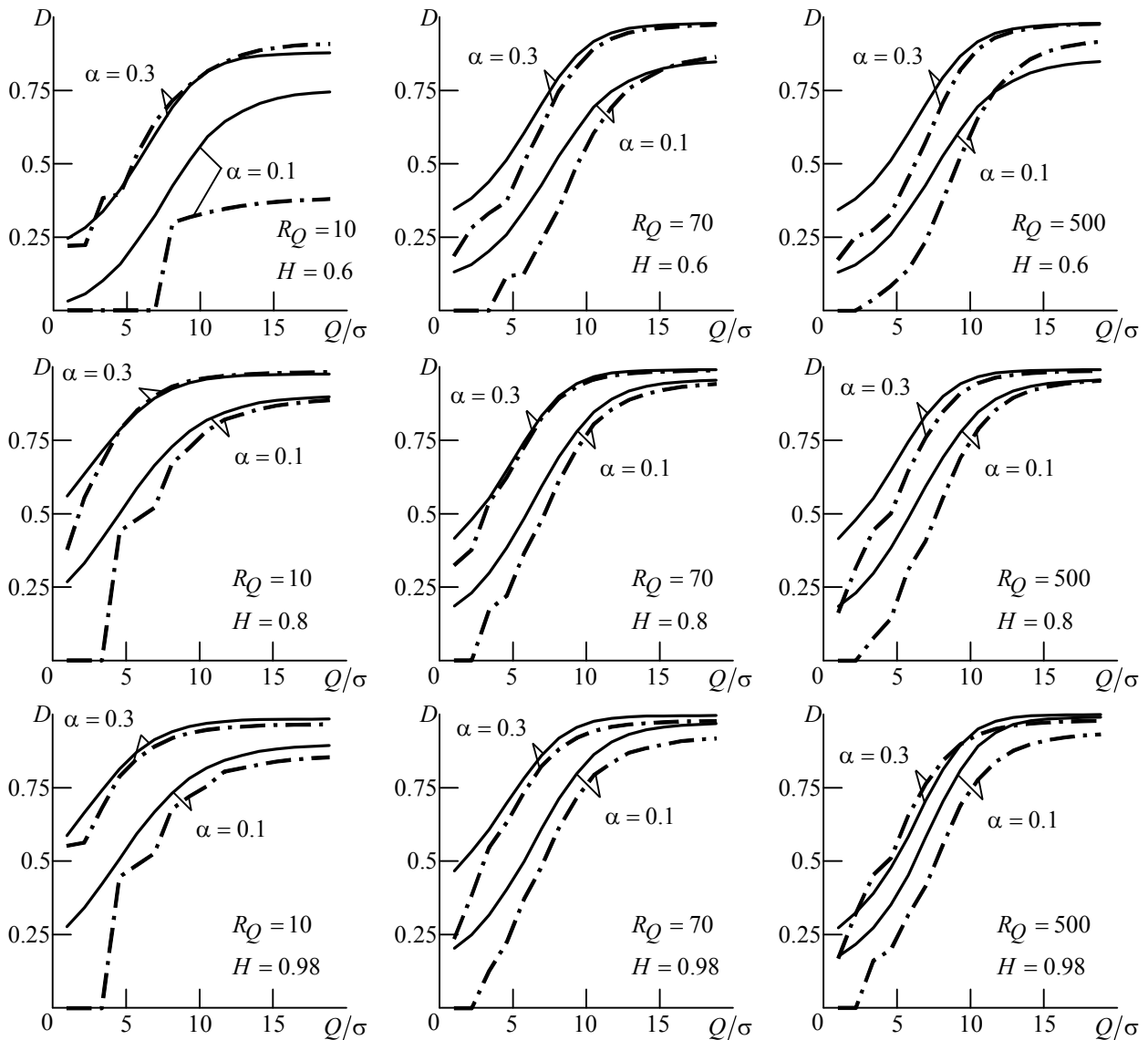


Рис. 3

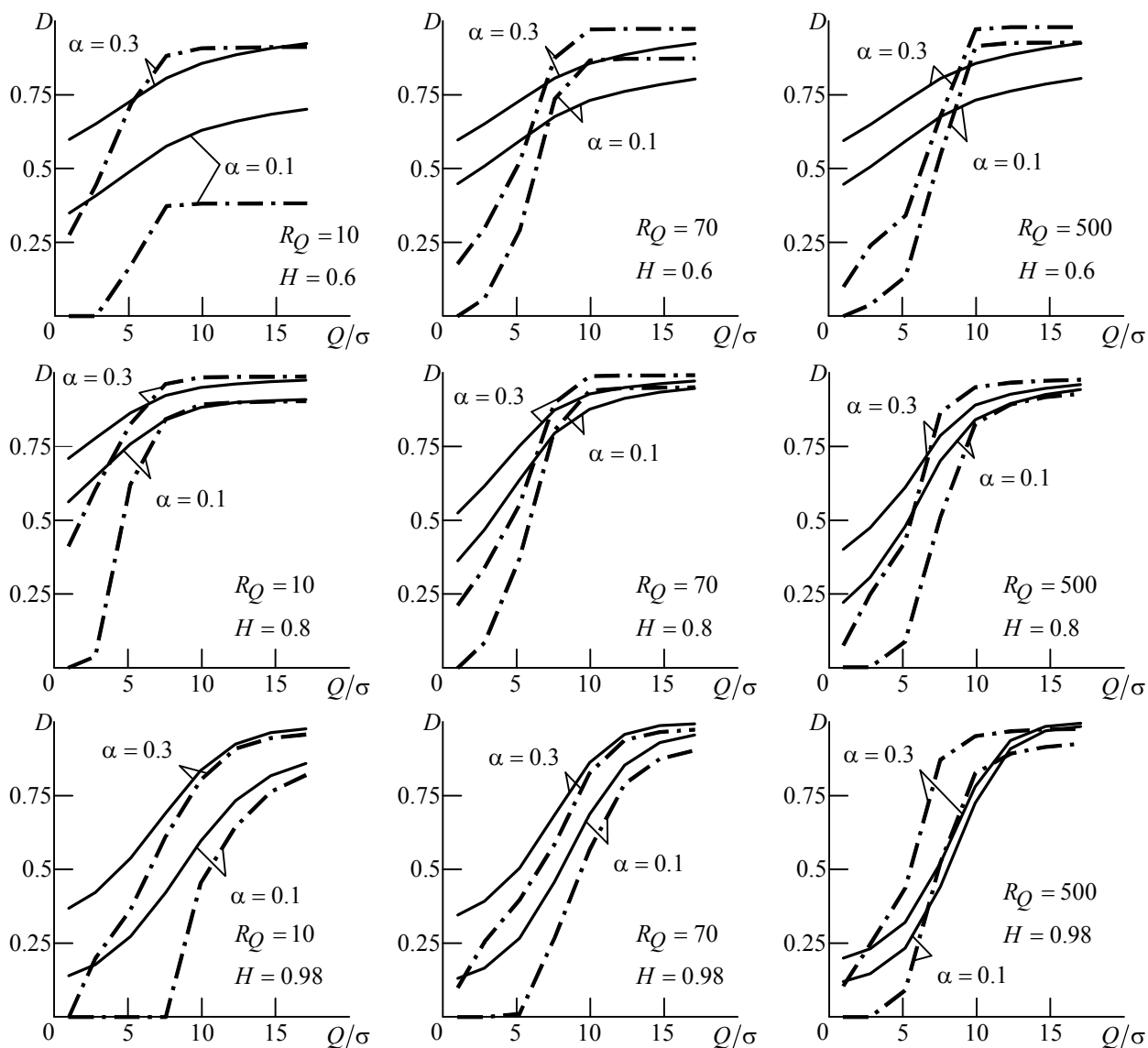


Рис. 4

нове кратковременных предикторов, по крайней мере для выраженных выбросов, соответствующих большим значениям R_Q . Это можно объяснить тем фактом, что для больших значений среднего интервала между выбросами ($R_Q \gg 1$) подавляющее большинство предикторов, на анализе которых основывается метод прогнозирования, лежит ниже порога Q . В то же время при использовании метода интервальных статистик прогнозирование базируется на информации о ранее произошедших выбросах, которые по определению лежат выше порога Q . Таким образом, с увеличением мощности аддитивного шума с узким (относительно распределения отсчетов сигнала) нормальным распределением предикторы претерпевают значительные искажения ранее, чем предыдущие выбросы. При слабом сигнале ситуация аналогична ситуации для монофрактальных случайных сигналов и прогнозирование на основе предикторов является предпочтительным. В случае сильного сигнала эффективность прогнозирования при использовании обоих подходов сопоставима, что согласуется с результатами прогнозирования выбросов мультифрактальных случайных сигналов в отсутствие шумов [11].

Чтобы подтвердить влияние распределения отсчетов на эффективность прогнозирования на основе данных о кратковременной или о долговременной динамике случайного сигнала для сигналов с нелинейной долговременной зависимостью рассмотрим случай еще более "узкого" равномерного распределения шума. Характеристики помехоустойчивости для этого случая представлены на рис. 5. Из него следует, что отмеченный ранее для нормально распределенного шума эффект присутствует и в случае равномерного распределения. Более того, преимущество прогноза на основе долговременной зависимости в данном случае еще более выражено.

Полученные результаты позволяют утверждать, что при прогнозировании выбросов случайных сигналов с фрактальными свойствами на фоне аддитивного "белого" шума использование информации о долговременной зависимости позволяет получить выигрыш в характеристиках прогнозирования в диапазоне отношений "сигнал/шум" 3...10 при выраженной или нелинейной долговременной зависимостях и при условии, что распределение отсчетов сигнала затухает значительно медленнее, чем распределение отсчетов шума. В

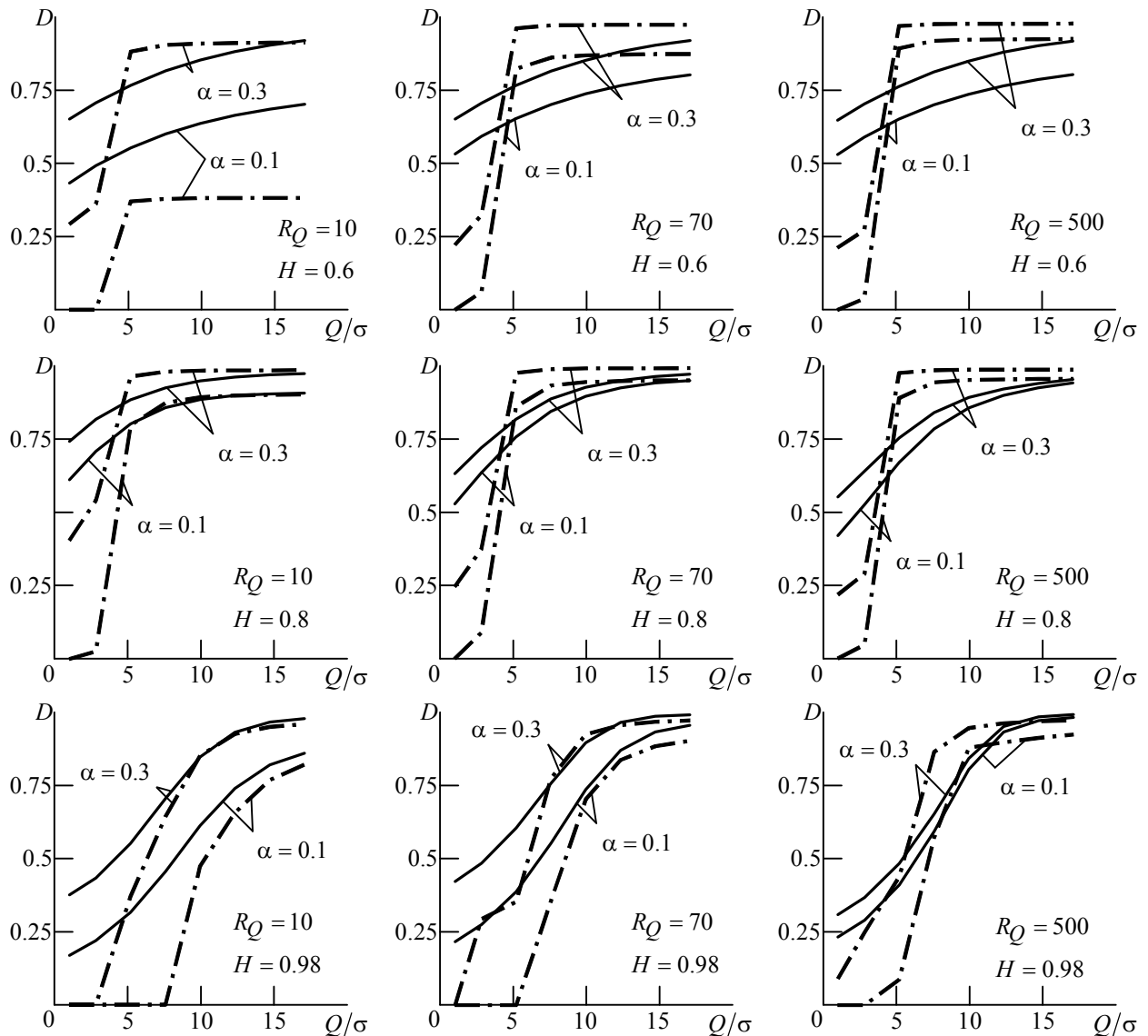


Рис. 5

остальных случаях прогнозирование на основании анализа кратковременных предикторов является достаточным или даже предпочтительным.

Указанный результат объясняет ранее полученные в работах [12], [13] качественные расхождения между результатами прогнозирования выбросов для синтезированных данных с фрактальными свойствами и для процессов, порожденных реальными сложными системами. Если при анализе синтезированных данных эффективность прогнозирования выбросов на основании анализа информации о кратковременной и о долговременной зависимостях оказывалась сопоставимой, то при работе с реальными записями случайных сигналов использование информации о долговременной зависимости давало существенный выигрыш в характеристиках прогнозирования. Этот эффект можно объяснить искажениями доступных для анализа сигналов. Искажения возможны либо из-за наличия случайной составляющей в рамках самой генерирующей системы, либо в силу погрешностей измерительной аппаратуры при регистрации сигналов, воздействия шумов и т. п.

Таким образом, следует признать, что при моделировании долговременной зависимости отсчетов случайных сигналов с фрактальными свойствами непосредственное использование моно- и мультифрактальных моделей является упрощенным, отражающим только одну из составляющих процесса, к которой необходимо добавлять шумовую составляющую, учитывающую случайные факторы. Опираясь на результаты, полученные для физиологических [12] и экономических [13] систем, следует отметить, что соотношение указанных составляющих в процессах, доступных для наблюдения в указанных системах, находится в том диапазоне, когда наблюдается существенный выигрыш при использовании прогнозирования на основании анализа долговременных зависимостей. Сопоставив эти выводы с данными настоящей статьи, можно предположить, что типичное соотношение между фрактальной составляющей (с долговременной зависимостью отсчетов) и случайной составляющей (с независимыми отсчетами) для рассмотренных случайных сигналов лежит в диапазоне $Q/\sigma_{ш} = 3...10$.

Список литературы

1. Multifractality in human heartbeat dynamics / P. Ch. Ivanov, M. G. Rosenblum, L. A. Amaral et al. // *Nature*. 1999. Vol. 399. P. 461–465.
2. Bouchaud J.-P., Potters M., Meyer M. Apparent multifractality in financial time series // *Eur. phys. J. B*. 2000. Vol. 13. P. 595–599.
3. Storch H. V., Zwiers F.W. *Statistical analysis in climate research*. Cambridge: Cambridge university press, 2001. 448 p.
4. *The science of disasters* / ed. by A. Bunde, J. Kropp, H. J. Schellnhuber. Berlin, Heidelberg, New York: Springer, 2002. 453 p.
5. Шелухин О. И., Тенякшев А. М., Осин А. В. *Фрактальные процессы в телекоммуникациях*. М.: Радиотехника, 2003. 576 с.
6. A multifractal wavelet model with application to network traffic / R. H. Riedi, M. S. Crouse, V. J. Ribeiro et al. // *IEEE trans. inf. th*. 1999. Vol. IT-45, № 4. P. 992–1018.
7. Bogachev M. I., Eichner J. F., Bunde A. Effect of nonlinear correlations on the statistics of return intervals in multifractal data sets // *Phys. rev. lett*. 2007. Vol. 99. P. 240601–240604.
8. Bogachev M. I., Bunde A. On the occurrence and predictability of overloads in telecommunication networks // *Europhys. lett*. 2009. Vol. 86. P. 66002 (1–6).

9. Богачев М. И. Статистический анализ и прогнозирование динамики случайных процессов в телекоммуникационных сетях с использованием мультифрактальных моделей трафика // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2008. Вып. 2. С. 34–45.
10. Богачев М. И. Сравнительная оценка информативности кратковременной и долговременной зависимостей трафика при прогнозировании его динамики в телекоммуникационных системах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 2. С. 52–59.
11. Богачев М. И. К вопросу о прогнозируемости выбросов динамических рядов с фрактальными свойствами при использовании информации о линейной и нелинейной составляющих долговременной зависимости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 5. С. 31–40.
12. Statistics of return intervals between long heartbeat intervals and their usability for online prediction of disorders / M. I. Bogachev, I. S. Kireenkov, E. M. Nifontov, A. Bunde // New J. phys. 2009. Vol. 11. P. 063036 (1–18).
13. Bogachev M. I., Bunde A. Improved risk estimation in multifractal records: Application to the value at risk in finance // Phys rev. E. 2009. Vol. 80. P. 182908 (1–7).
14. Long-range anticorrelations and non-Gaussian behavior of the heartbeat / C.-K. Peng, J. Mietus, J. M. Hausdorff et al. // Phys. rev. lett. 1993. Vol. 70. P. 1343–1346.
15. Adler R. J., Feldman R. E., Taqqu M. S. A practical guide to heavy tails: statistical techniques and applications. Boston: Birkhauser, 1998. 533 p.
16. Katz R. W., Parlange M. B., Naveau P. Statistics of extremes in hydrology. Advances in water resources. 2002. Vol. 25. P. 1287–1304.
17. Rachev S.T. Handbook of heavy tailed distributions in finance. North-Holland: Elsevier, 2003. 680 p.
18. Schreiber T., Schmitz A. Improved surrogate data for nonlinearity tests // Phys. rev. lett. 1996. Vol. 77. P. 635–638.

M. I. Bogachev

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Comparative analysis of the noise robustness of extreme events prediction methods in fractal signals exploiting the information on the short-range and long-range dependencies

Comparative analysis of two methods for prediction of extremes in fractal signals with additive white noise characterized by either normal or uniform distribution is performed. The first method is based on the analysis of the short-term precursor of the extreme and thus exploits solely the information about short-range dependence. The second method is based on the analysis of the preceding extremes via the return interval statistics tools and thus exploits the information about long-range dependence. It is shown that the usage of the information about long-range dependence considerably improves prediction efficiency in fractal signals with either pronounced or nonlinear long-range dependence characterized by a heavy-tailed distribution that are significantly broader than the additive noise distribution while the signal-to-noise ratio is within the range 3...10.

Random signal, prediction, extreme, long-range dependence, noise robustness

Статья поступила в редакцию 30 ноября 2009 г.



Системы телекоммуникации, устройства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.391:004.71

С. В. Иванов, М. Г. Аньчков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"

Разработка и реализация алгоритмов передачи данных в телекоммуникационных системах

Описано разработанное программное обеспечение передачи данных в телекоммуникационных системах с помощью протокола TCP/IP. Представлены основные алгоритмы и технические характеристики разработанного программного обеспечения.

Программа, сервер, клиент, протокол, сеть

В настоящее время телекоммуникационные средства активно используются во многих сферах жизни, что подтверждается как многочисленными публикациями (см., например, [1]), так и распоряжениями Минобразования России¹, рекомендующими внедрение сетевых технологий в учебный процесс и в студенческую среду. Выполнение этих рекомендаций подразумевает, в частности организацию on-line-первенства России среди университетов по шахматам и шашкам. В Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) разработана программа для сетевой поддержки этого первенства, описание которой является предметом настоящей статьи.

Технология организации локальных адресов. Локальная вычислительная сеть, использованная для проведения первенства, разработана с использованием принципов и программного обеспечения Microsoft для операционной системы Windows, в частности программ Winboard и Windows Client. Адресное пространство организовано в соответствии с протоколом TCP/IP (Transmission control protocol/Internet protocol – Протокол управления передачей/Протокол Internet) [2]. Передача данных основана на протоколе TCP, поскольку он гарантирует доставку сообщений клиентам сети, хотя и уступает по сложности и скорости передачи данных другим известным протоколам (например, UDP (Universal datagram protocol – универсальный протокол передачи данных)). Такой подход обеспечивает беспрепятственную интеграцию спроектированной локальной сети с сетью Интернет, что позволяет произвольно расширять количество организаций, охваченных первенством, без учета их географического расположения.

Программно-алгоритмическое обеспечение связи "сервер–клиент". Несмотря на то, что сеть Интернет разработана под операционную систему UNIX, в настоящее время в ней в основном функционируют станции, использующие пакеты программного обеспечения, работающие под управлением операционных систем MS Windows [3], менее требовательные к производительности компьютеров и обладающие менее сложным интерфейсом.

¹№ 4452 от 18.12.02, № 1220 от 04.04.02, № 3436 от 01.09.03.

Разработанное программное обеспечение построено на базе операционной системы MS Windows, в частности на компонентах ActiveX и Microsoft Winsock Control 6.0, а также использует алгоритмический язык Visual Basic 6. Реализация различных алгоритмов с использованием указанных компонентов изложена в литературе (см., например, [4]–[7]).

С целью обмена данными в программе предусмотрено создание локального сервера, обслуживающего локальную вычислительную сеть, или глобального сервера, обслуживающего сеть Интернет. Алгоритмы инициализации обоих серверов отличаются незначительно, о чем можно судить по фрагментам программ, приведенным в табл. 1.

Таблица 1

| Инициализация | |
|----------------------------------|--|
| локального сервера | глобального сервера |
| – | ser(0).RemoteHost = ser(0).LocalHostName |
| ser(0).LocalPort = "42611" | ser(0).RemotePort = "42611" |
| ser(0).Protocol = sckTCPProtocol | ser(0).Protocol = sckTCPProtocol |
| ser(0).Listen | ser(0).Listen |

Различие в процедурах инициализации состоит в том, что название глобального сервера должно задаваться программой, а название локального сервера совпадает с именем компьютера. При инициализации глобального сервера его имя не отличается от названия компьютера, однако при работе в сети идентификация происходит не по имени, а по IP-адресу, присваиваемому DNS-сервером при регистрации в сети, так что имя не имеет решающего значения.

Программа "Сервер" не просто связывает компьютеры нескольких пользователей для игры между ними, но также позволяет им обмениваться информацией. Данные о пользователях хранятся в текстовой переменной в следующем порядке:

*1*Index#*2*Ник#*3*Пароль#*4*Статус#*5*Информация#*6*Время#

Номера полей текстовой переменной заключены между символами *, а данные полей – между символами * и #. Номер поля однозначно идентифицирует смысл информации, заключенной в этом поле. Определены следующие поля: 1 – index; 2 – псевдоним (сетевое имя, "ник") пользователя; 3 – пароль пользователя; 4 – статус пользователя; 5 – информация о пользователе; 6 – время последнего обращения к серверу.

Под индексом понимается сетевой номер, выделяемый программой каждому вновь входящему в сеть пользователю. "Ник" пользователя – последовательность символов, идентифицирующая его при общении в сети. "Ник" задается пользователем по своему выбору, однако в нем не должны использоваться следующие комбинации символов:

- *Число*. Такая комбинация используется для нумерации полей в текстовой переменной идентификации, и поэтому не может быть применена в других целях.
- Два и более идущих подряд нулевых символа. Данный запрет связан с тем, что полученные от клиента сообщения разделяются именно такой последовательностью.
- Символ "#". Данный символ в базе данных программы используется как признак окончания данных. Хотя на сервере и на компьютерах пользователей окончание данных определяется по другим условиям, но все же данный символ не стоит использовать в "нике".

В разработанное программное обеспечение встроены модули, предотвращающие использование указанных запрещенных конструкций в "нике". Поскольку вызвать ошибку в

"нике", пользуясь предоставленными программами, почти невозможно, в самой программе ограничения на используемые символы нигде не указаны.

Для идентификации клиента наряду с "ником" используется пароль (поле 3). "Ник" каждого находящего в сети пользователя индивидуален (не должен совпадать с другими), в то время как совпадение паролей программой не контролируется.

В поле 4 ("Статус") отображается состояние клиента в системе. В действующей реализации программы определены следующие состояния:

- 0 – строка базы данных свободна, что свидетельствует о том, что используемый ее клиент был отключен по какой-либо причине;
- 2 – пользователь проходит идентификацию, т. е. находится в сети, но еще не ввел "ник" и пароль;
- "Свободен" – пользователь ожидает игры: еще не играет (возможно, выбирает себе противника или же ждет, когда его пригласят играть);
- "Занят" – пользователь ждет ответа на свой запрос или получил приглашение на игру, но еще не ответил на него;
- "Подключается" – редко встречающийся статус, так как его имеют только те пользователи, которые уже прошли идентификацию, но еще загружают форму для выбора оппонента и общения в чате;
- "Играет" – данный статус имеют пользователи, которые уже играют с кем-то в игру, и поэтому пригласить их на другую игру невозможно.

В поле 5 размещается произвольная информация, вводимая пользователем для общения. Эта информация перед отправкой шифруется для обеспечения конфиденциальности и снятия ограничений на использование символов, актуальных для других полей.

Поле 6 содержит время последнего обращения клиента к сети. Программа производит периодический анализ этого поля, что позволяет освобождаться от записей пользователей, покинувших программу, но в результате сбоев не реализовавших процедуру корректного выхода. Таким образом сервер защищается от перегруженности данными несуществующих пользователей.

Структура базы данных позволяет подключаться неограниченному числу пользователей, однако с ростом их количества работа сервера замедляется. Поэтому в программе используется поиск свободных номеров. Это означает, что если есть свободный номер элемента используемого компонента ActiveX, то он будет занят новым подключившимся, а не будет создаваться новый номер используемого компонента.

Весьма важным является минимизация времени работы сервера с базой данных вне зависимости от количества подключенных клиентов. Эта задача решена в первой версии сервера. В нем для хранения информации о клиентах используется двумерный массив, в котором каждая строка представляет собой запись об отдельном пользователе. Однако при этом объем занимаемой программой памяти существенно увеличивается, в связи с чем существует ограничение по максимальному количеству подключаемых клиентов. В первой версии, если сервер уже обслуживает максимальное число клиентов, новому клиенту отказывается в доступе. Вторая версия сервера отличается сравнительно малым объемом, занимаемым в памяти компьютера, и позволяет обслуживать неограниченное количество клиентов, однако ба-

за данных в нем организована как одномерная структура, что замедляет обработку запросов. Клиент может выбрать тот сервер, который ему предпочтительней (сервер, который работает быстро, или тот, который занимает минимальный размер оперативной памяти).

Работа сервера проходит несколько стадий. Вначале происходит процедура подключения нового клиента, реализуемая модулем ConnectionRequest. В нем осуществляются поиск неиспользуемой записи (ранее запись использовалась и относилась к определенному пользователю, но последний по какой-либо причине отключился и в данный момент строка не используется) либо создание новой строки и присвоение ей индекса переменной, которая использует ActiveX для связи. Эта переменная настраивается так, чтобы программа могла обмениваться с ней сообщениями. Новая запись о клиенте сохраняется в базе данных с учетом присвоенного клиенту статуса и времени обращения к программе.

Программа рассмотренного модуля выглядит следующим образом.

```
Private Sub ser_ConnectionRequest(Index As Integer, ByVal requestID As Long)
Dim k As Long
k = ПоискНомераСтрокиСодержащейНужнуюСтроку(qwer, "*4*0#")
If k = 0 Then
k = ЧислоСтрок(qwer)
If qwer = "" Then
qwer = "*1*1#*2**3*#*4*0#*5**6*#"
k = 0
Else
qwer = qwer & Chr(13) & Chr(10) & "*1*" & (k + 1) & "#" & _
"*2**3*#*4*0#*5**6*#"
End If
k = k + 1
End If
k = ПоискНомераСтрокиСодержащейНужнуюСтроку(qwer, "*4*0#")
Load ser(k)
ser(k).Accept requestID
qwer = ЗаменаСтрокиНомер(qwer, k, "*1*" & k & "#" & _
"*2**3*#*4*2**5*#" & "*6*" & Time$ & "#")
End Sub
```

Возможные ошибки связи обнаруживает используемый компонент WINSOCK. В программе задаются действия, которые следует выполнять при обнаружении какой-либо ошибки. На практике при возникновении ошибки процедура Error компонента WINSOCK вызывает процедуру Close, закрывающую соединение. Алгоритм закрытия соединения с клиентом состоит в следующем:

- в базе данных разыскивается запись, относящаяся к клиенту, вызвавшему ошибку;
- информация о закрытии клиента сохраняется в базе данных;
- процедурой Unload ser(Index) деактивируется переменная ActiveX, идентифицировавшая клиента.

Хотя сервер может выдавать диагностику происхождения ошибок, в разработанных версиях программы эта информация не анализируется.

Структура сообщений клиентов. Сервер обрабатывает сообщения клиентов в порядке поступления от них запросов. За один сеанс могут быть обработаны как одно сообщение, так и несколько сообщений, накопившихся в банке сообщений к моменту обращения к ним сервера. Максимальное количество сообщений определяется их длиной и объемом банка.

Полученные сообщения делятся на две категории: сообщения от клиента к серверу (ответ сервера на запрос клиента) и сообщения от клиента к клиенту через сервер. Сообщения первой категории открываются префиксом *4261*4511#, позволяющим отделить их от сообщений второй категории. После этого префикса следует команда серверу и (при необходимости) текст сообщения – пояснения к команде.

Команды в основном связаны с подключением клиента к серверу и с обслуживанием сервером клиента (сохранение информации, изменение информации, статус и др.).

Каждая команда обрабатывается индивидуально, что позволяет в новых версиях увеличивать количество ее параметров, задавая для нее другой признак инициализации².

При передаче сообщений от клиента к клиенту через сервер (сообщений второй категории) последний служит фильтром. В результате личные сообщения не могут попасть к кому-либо, кроме адресата. Сервер определяет, кому адресовано сообщение, и от кого оно поступает, а затем доставляет сообщение адресату. В этих сообщениях заключены, в частности, команды игры: клиенты передают друг другу информацию о состоянии игрового поля, о совершенных ходах и об оставшемся времени. Эта же категория сообщений позволяет общаться в чате. К чат-сообщениям относятся все сообщения, не имеющие идентификатора команд игры. На экране получателя они выводятся в отдельном окне.

Технология подключения пользователя. Процедуры общения с сервером прозрачны для пользователя. Программа построена таким образом, что любой пользователь, желающий запустить сервер на своем компьютере и играть по локальной или по глобальной сети с кем-либо, сможет это сделать.

При загрузке программы предоставляется право выбора версии сервера (рис. 1) и выводится краткая информация об отличии серверов друг от друга. Первая версия сервера имеет

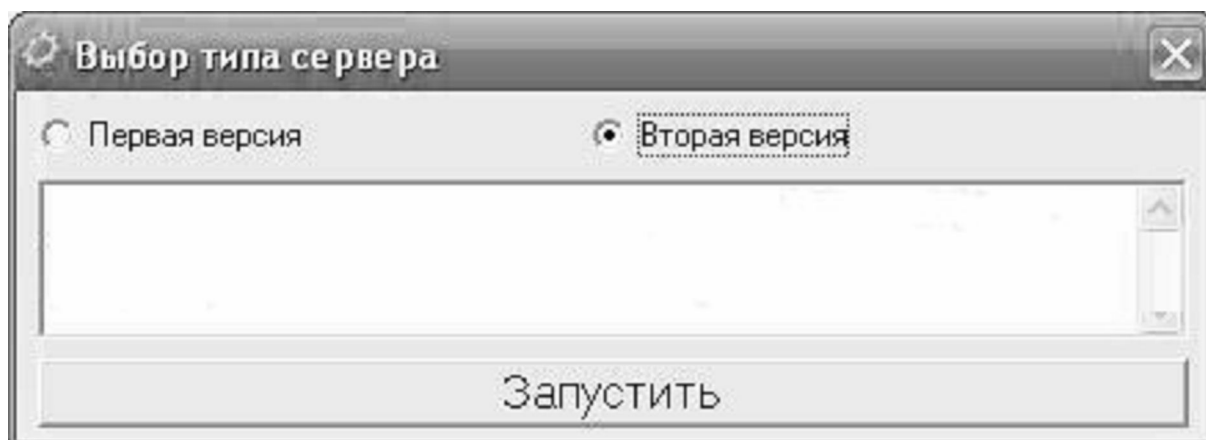


Рис. 1

² Под признаком инициализации понимаются первые два символа сообщения, следующие за префиксом, с помощью которых идентифицируются различные обращения клиента к сервису.

ограничение на максимальное число пользователей (1000), при этом обеспечивает быстрый доступ и пересылку информации со скоростью, почти не зависящей от количества пользователей. Вторая версия сервера отличается более медленной обработкой сообщений, но занимает меньший объем памяти и не имеет ограничений по количеству пользователей. Во второй версии сервера предусмотрена опция просмотра администратором информации о пользователях непосредственно на сервере. На небольших серверах вторая версия работает эффективнее первой, однако она рекомендуется лишь при невысокой нагрузке.

После выбора типа сети загружается программа выбранного сервера. В открывшемся окне (рис. 2 для первой версии сервера, рис. 3 – для второй версии) предоставляется право выбора типа используемой сети: локальная или глобальная. После выбора типа сети сервер запускается.

Для сервера первой версии информация о его состоянии и о клиентах отображается в минимальном количестве, так как память компьютера существенно занята таблицей данных, которая при отсутствии активных клиентов имеет объем 5000 кбайт. Тестирование программы показало, что в этом режиме вся программа сервера, включая интерфейс, занимает в памяти компьютера 5132 кбайт. Во второй версии сервера к окну выбора сети (рис. 3) добавлены окна для просмотра списка подключенных клиентов и информации о них. Список клиентов обновляется по запросу пользователя (нажатием кнопки "Обновить список") с целью выделения большего времени для обслуживания запросов клиентов.

Работа программы-клиента. При запуске программы-клиента предоставляется право выбора типа сервера, к которому будет выполнено подключение. В окне адреса (для глобального подключения) или в окне IP-адреса (для локального подключения) (рис. 4) по умолчанию отображается информация собственного компьютера, и если клиент запуска-

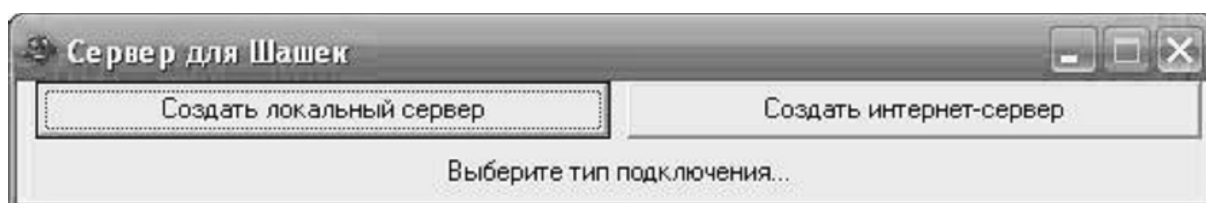


Рис. 2

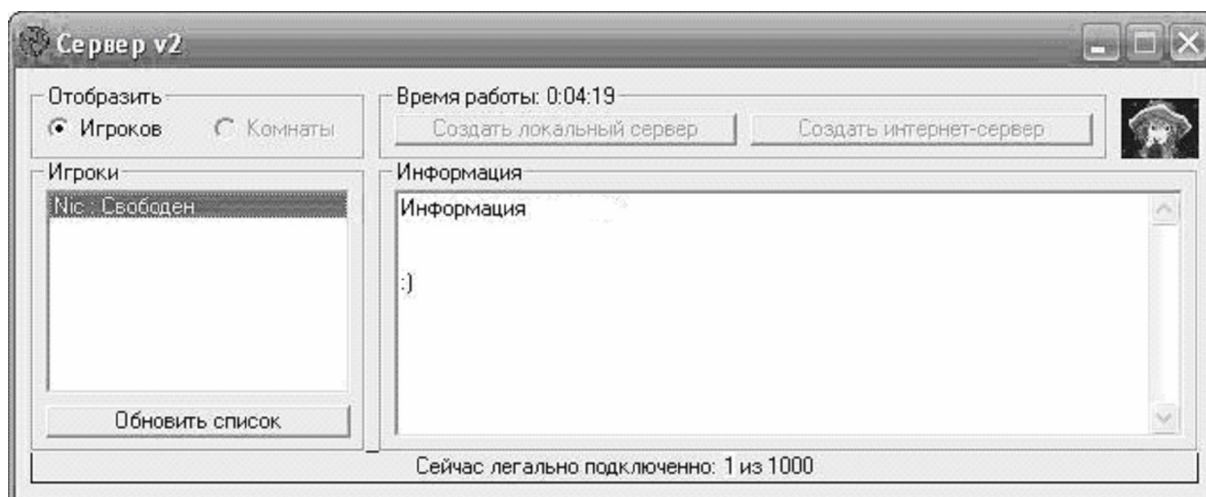


Рис. 3

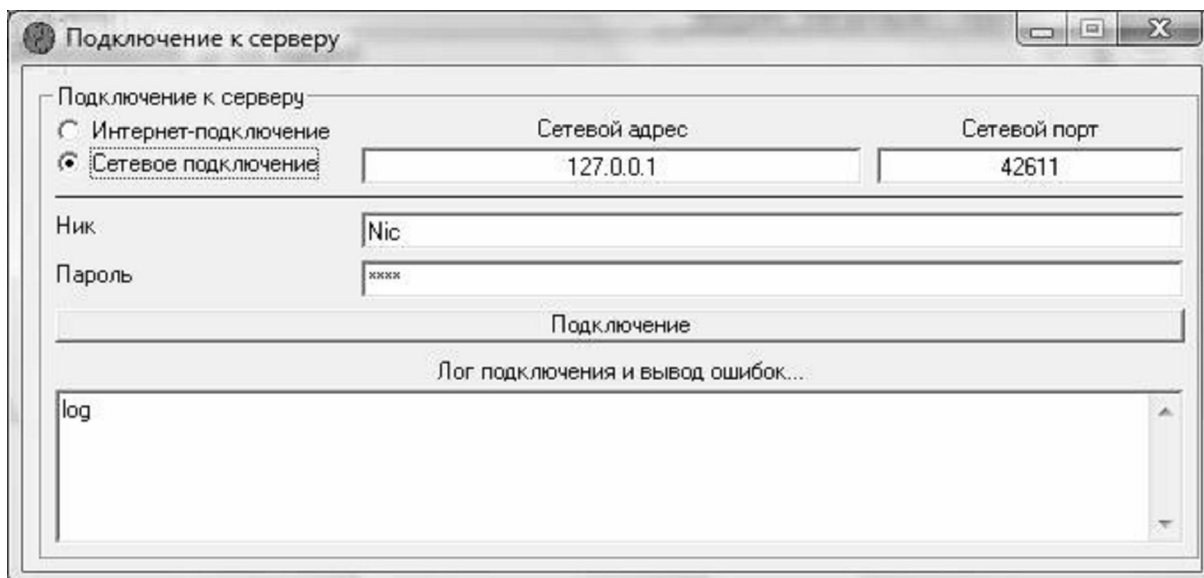


Рис. 4

ется на машине, где сервер уже запущен, ему необходимо только выбрать тип подключения и нажать кнопку "Подключение". Если же клиент подключается к серверу, запущенному на другой машине, то в окнах адреса следует ввести данные машины, на которой запущен сервер (для получения этих данных достаточно, чтобы на интересующем компьютере был также запущена программа-клиент).

В окне "log" отображается протокол подключения к серверу. Если подключение прошло удачно, загружается форма для выбора соперника и общения с ним в чате до начала игры. Появляющиеся в протоколе сообщения об ошибках подключения можно проигнорировать, поскольку игровая программа содержит защиту от неадекватных действий.

После завершения подключения на экране появляется окно для выбора соперника (рис. 5, 1) и отправки ему приглашения на игру (рис. 5, 2). В нем также устанавливается максимальное время игры (рис. 5, 3) и возможно общение в чате (рис. 5, 4).

В игровом окне (рис. 6) отображается позиция на доске (рис. 6, 1). В нем можно записать отложенную партию (рис. 6, 2), расположить доску оптимальным образом (рис. 6, 3), обновить

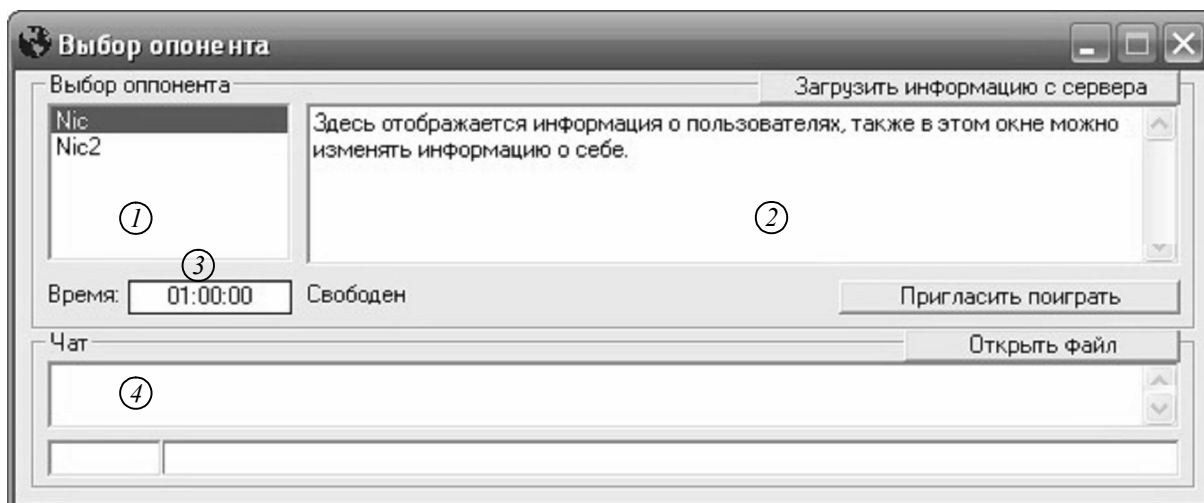


Рис. 5

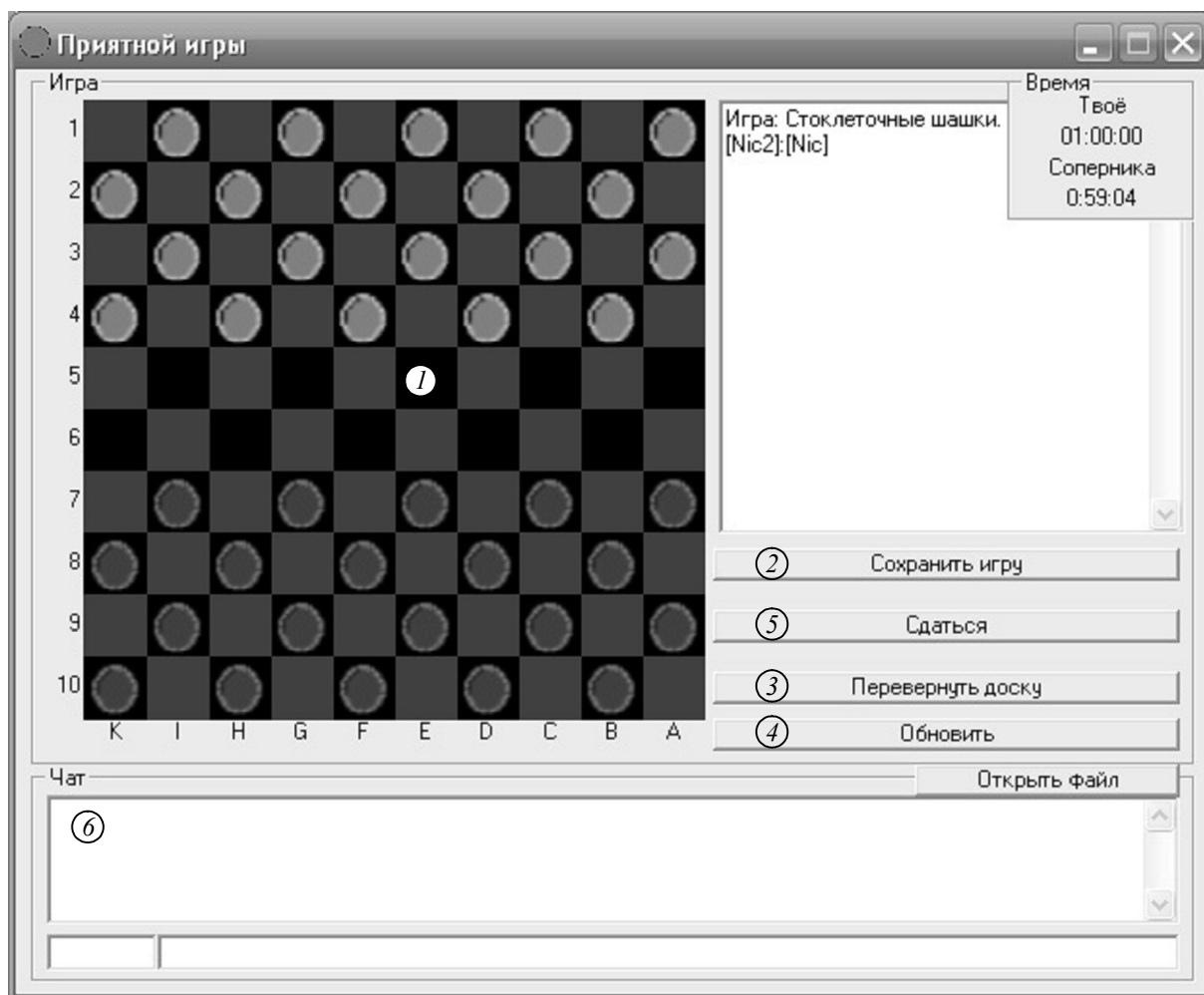


Рис. 6

отображение игрового поля (рис. 6, 4), признать поражение в партии (рис. 6, 5), а также возможно общение в чате (рис. 6, 6).

После окончания партии кнопка "Сдаться" заменяется на кнопку "Вернуться" для выбора другого соперника. (Во время игры вернуться к выбору соперника нельзя.) Во время игры или при загрузке формы выбора соперника можно просмотреть ранее сыгранные и сохраненные игры. Для этого следует нажать на кнопку "Открыть файл", найти файл по имени и нажать кнопку "ОК".

Разработанное программное обеспечение осуществляет корректную передачу данных с помощью протокола TCP/IP. Этот протокол работает более надежно по сравнению с протоколом UDP [8], поскольку в последнем не предусмотрен контроль доставки пакетов. В программе реализованы поэтапное подключение к серверу, контроль интервалов времени между обращениями со стороны пользователей и корректное общение в чате, что необходимо для полноценной работы программы и обмена необходимой информацией между пользователями. Разработанная программа является моделью передачи данных в телекоммуникационных системах, что позволяет студентам получить полное представление о передаче данных. Три основных исполняемых файла программы имеют объем около 2.1 Мбайт.

Список литературы

1. Олифер В. Г., Олифер Н. А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: учебник для вузов. 3-е изд. СПб.: Питер. 2006. 958 с.
2. Иванов С. В., Аньчков М. Г., Лысенко Е. С. Программа для моделирования передвижения элементов массива в локальной сети и INTERNET. Свид. об оф. рег. от 14 сентября 2007 г. № 2007613965.
3. Пятибратов А. П., Гудыно Л. П., Кириченко А. А. Вычислительные машины, сети и телекоммуникационные системы: учеб.-практ. пособие; под ред. А. П. Пятибратова / Моск. гос. ун-т экономики, статистики и информатики. М., 2004. 286 с.
4. Макдональд М. Visual Basic.NET. Рецепты программирования. Мастер-класс / пер. с англ. М.: Изд.-торг. дом "Русская редакция", 2004. 704 с.
5. Пауэрс Л, Снелл М. Microsoft Visual Studio 2008 / пер. с англ. СПб.: БХВ-Петербург, 2009. 1200 с.
6. Петрусос Е. Visual Basic 6. Руководство разработчика / пер. с англ.; под ред. Ю. М. Зорина. Киев: BHV, 2000. Т. 2. 560 с.
7. Ананьев А. И., Федоров А. Ф. Самоучитель Visual Basic 6.0 СПб.: БХВ-Петербург, 2002. 624 с.
8. Vuckovic V. The realization of the parallel chess system using UDP communication protocol // 8th Int. conf. on telecom. in mod. sat., cable and broadc. serv. TELSIXS 2007. 26–28 Sept. 2007. Serbia: IEEE, 2007. P. 450–453.

Ivanov S. V., Anchkov M. G.

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Research and realization of algorithms of data transmission in telecommunication systems

Developed program maintenance for data transmission in telecommunication systems by means of protocol TCP/IP is described. The basic algorithms and technical characteristics of the developed software are presented.

Program, server, client, protocol, network

Статья поступила в редакцию 8 сентября 2009 г.

УДК 004.77+004.052

А. В. Малов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"

Методика повышения надежности контакт-центров на базе IP-телефонии с использованием кластерной структуры

Описана методика повышения надежности актуальных на сегодняшний день контакт-центров на базе Интернет-телефонии с помощью частного резервирования его компонентов и приведены альтернативные методики. Рассмотрены аналитические модели надежности контакт-центров, спроектированных по описанной методике.

Контакт-центры, IP-телефония, надежность вычислительных комплексов, методики повышения надежности контакт-центров

В настоящее время информационные технологии развиваются очень динамично. Многие предприятия и государственные структуры активно внедряют их для увеличения качества обслуживания корпоративных клиентов и населения. Одним из видов повышения уровня обслуживания является предоставление услуг центра обслуживания вызовов (ЦОВ). Следует отметить, что данные ЦОВ часто предназначены не только для получения какой-либо справочной информации, но и для вызова спецслужб (например, служба скорой меди-

цинской помощи, пожарная служба, МЧС), а также для получения неотложной консультации. В данных случаях к ЦОВ предъявляются особые требования по надежности, поскольку от их работоспособности может зависеть благополучный исход в чрезвычайных ситуациях.

Одним из наиболее современных и перспективных видов ЦОВ являются контакт-центры на базе телефонии, использующей Интернет-протокол (Internet protocol – IP) [1]–[3]. Однако они не лишены недостатков, к которым можно отнести необходимость повышения надежности оборудования [2]. В настоящее время отсутствуют методики построения надежных контакт-центров, а также критерии оценки их надежности [3].

Имеющиеся в существующих работах модели ЦОВ резервированных систем [4]–[6] построены, как правило, с учетом идеальных характеристик контроля работоспособности. Существуют работы [7], [8], в которых изложены математические модели, учитывающие параметры контроля работоспособности, однако в них рассмотрены модели систем, применяющихся в достаточно узких областях либо с недостаточным набором характеристик контроля. Также в указанных работах не рассмотрены параметры надежности системы, состоящей из дублированных подсистем.

В работе [9] рассмотрена надежность функционирования программного обеспечения систем. Часть результатов этой работы можно использовать для обеспечения и оценки надежности программного обеспечения контакт-центров. Статистика показывает, что в реальных системах причиной отказа чаще всего служат отказы оборудования, например отсоединившиеся разъемы, перегоревшие блоки питания и т. п.³. По данной причине результаты этих работ недостаточны для комплексного анализа надежности контакт-центров.

Из анализа указанных ранее источников следует, что набор имеющихся моделей и методов недостаточен. В настоящей статье рассмотрено повышение надежности контакт-центров за счет использования кластерной структуры и проведена оценка эффективности указанной методики по критерию надежности с помощью построенных математических моделей ЦОВ контакт-центра с учетом различных параметров контроля работоспособности.

Анализ основных функций контакт-центра показывает, что он представляет собой систему обслуживания поступающих на вход вызовов [3]. В процессе функционирования контакт-центра происходит наложение возникающих отказов оборудования и программного обеспечения на процесс обслуживания поступающих вызовов. Результатом такого наложения является ухудшение показателей качества функционирования контакт-центра.

С учетом этого общий процесс функционирования контакт-центра можно описать моделью многоканальной системы массового обслуживания с ограниченной (но достаточно большой) очередью на входе и с ненадежными обслуживающими приборами. Такими приборами в данном случае являются не только агенты контакт-центра, но и серверы с работающими на них модулями контакт-центра, поскольку именно они ставят поступивший вызов в очередь, направляют для обслуживания конкретным агентом и контролируют процесс обслуживания до его завершения. Наиболее критичными с точки зрения отказоустойчивости являются серверы ядра ЦОВ, модуль IP-телефонии и шлюз IP-телефонии, так как отказ любого из них приводит к неработоспособности всего контакт-центра.

³Горшков В. Кластерные решения // Сетевой журнал. 2001. Вып. 5
/URL: <http://www.setevoi.ru/cgi-bin/text.pl/magazines/2001/5/70>

Для снижения влияния ЦОВ на процесс обслуживания и достижения заданных показателей качества функционирования используются различные способы, связанные с повышением характеристик надежности как отдельных элементов, так и всей системы в целом. Одним из возможных способов повышения надежности контакт-центра является кластеризация системы, за счет которой поддерживается высокий уровень надежности. Методика кластеризации системы высокой готовности подразумевает объединение двух или более единиц оборудования в единую подсистему, обеспечивающую определенную функцию⁴.

Кластерный подход подразумевает резервирование компонента системы, отвечающего за определенную функцию. Если серверы контакт-центра с работающими на них модулями представить как набор однотипных элементов, то возможна задача оценки "канальной" надежности [10]: в системе из однотипных рабочих элементов некоторое их число предназначено для скользящего резерва, когда каждым резервным элементом можно заменить любой из отказавших элементов. Данная методика альтернативна методике, по которой каждому работающему элементу центра сопоставлен собственный резервный элемент.

Следует отметить, что при использовании указанных методик (впрочем, как и большинства других) улучшить качество функционирования ЦОВ возможно только при быстром восстановлении работоспособности после отказа. Вызовы как активные, так и находящиеся в очереди на обслуживание, могут быть потеряны при выходе из строя некоторых компонентов ЦОВ. Потерянные вызовы обслужены не будут, но пришедшие после обнаружения отказа и подключения работоспособного резерва вызовы будут обслуживаться обычным образом.

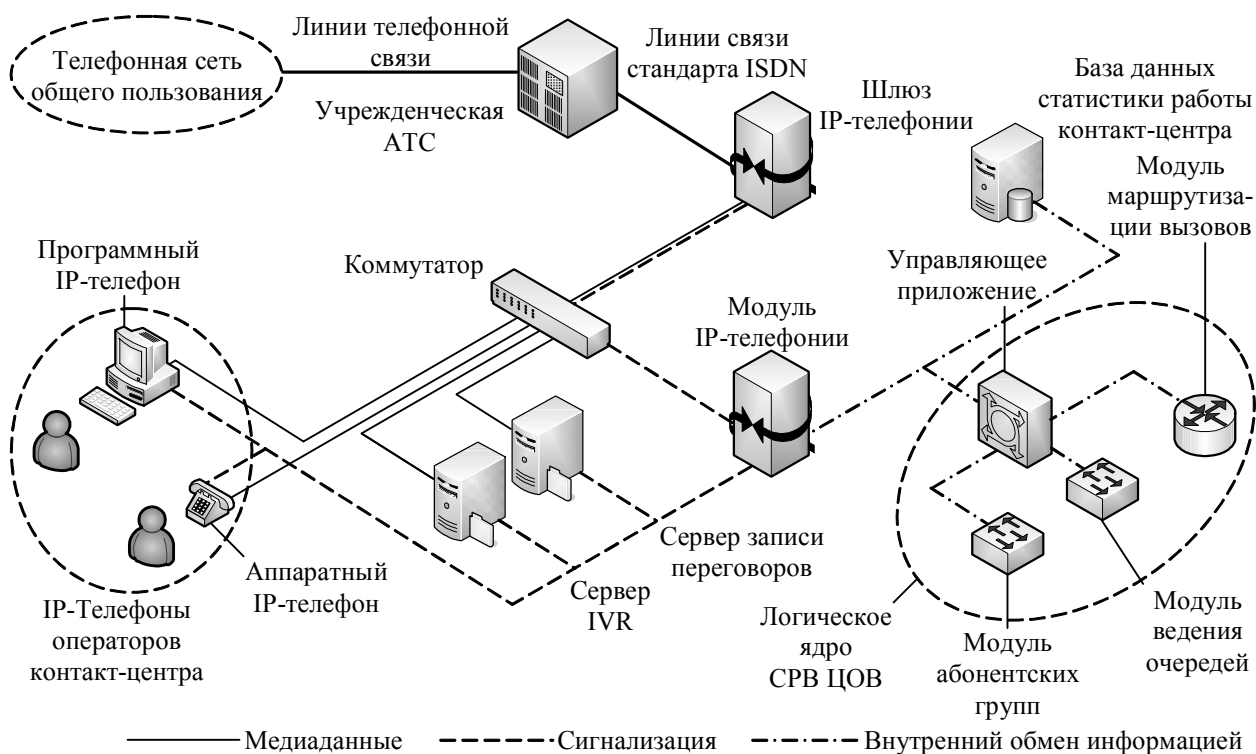


Рис. 1

⁴Николов. Ф. Кластерные системы высокой готовности// Byte.2005.Вып. 8 /URL: <http://www.bytemag.ru/articles/detalil/php?ID=8625>

На рис. 1 приведена примерная функциональная схема ЦОВ. Изображенные на этом рисунке блоки являются функциональными, их размещение по отдельным физическим устройствам может быть произвольным [3]. Физически все модули ЦОВ, исключая шлюз IP-телефонии (являющийся специальным программно-аппаратным комплексом), для небольших контакт-центров с малой производительностью могут размещаться на одном сервере. С ростом производительности контакт-центра количество серверов увеличивается. Это связано в первую очередь с тем, что контакт-центр не может обслужить больше вызовов, чем могут обслужить серверы с работающими на них модулями ЦОВ и шлюз IP-телефонии и, таким образом, для увеличения производительности контакт-центра нужно увеличивать количество серверов, на которых работают модули ЦОВ.

В настоящей статье подробно рассмотрен кластерный подход, предполагающий в данном случае однократное резервирование для каждого из серверов с работающими на них модулями ЦОВ в режиме одиночного использования. Указанным способом резервированы все серверы ядра СРВ, модуль IP-телефонии и шлюз IP-телефонии⁵. Рассмотрим параметры надежности, которые обеспечивает данная методика резервирования для одного сервера или шлюза, на основании чего возможно характеризовать надежность всей системы в целом.

Поскольку резервный сервер не занят обработкой информации, он имеет возможность непрерывного самоконтроля. Поэтому к моменту отказа основного сервера резервный с высокой вероятностью не находится в состоянии необнаруженного отказа. В данном режиме функционирования система серверов представляет собой систему с однократным резервом, постоянным тестовым контролем резерва и конечным временем переключения на резерв. Под отказом понимается выход из строя основного сервера.

В состав отказоустойчивого контакт-центра на базе IP-телефонии в том или ином виде должна входить подсистема контроля работоспособности (ПКР). Обычно в ПКР включают средства аппаратного, программно-логического и тестового контроля. Отказы, охваченные аппаратным контролем, фиксируются с некоторой вероятностью α . Отказы, не фиксируемые этими средствами, обнаруживаются периодически с помощью совокупности тест-программ. Максимальное время пребывания в состоянии необнаруженного отказа определяется периодом тестового контроля T (временем прохождения тест-программ пренебрегаем). В начальный момент функционирования основной и резервный серверы исправны и время наработки до отказа каждого из них подчиняется экспоненциальному закону.

В некоторый момент времени происходит отказ основного сервера. Если ПКР зафиксировала такой отказ, а резервный сервер находится в исправном состоянии, происходит переключение на него. Принимается, что во время переключения на резервный сервер возникновения отказов исключены из-за ничтожно малой вероятности такого события. После переключения резервированная система переходит в исправное состояние. В случае, если ПКР не зафиксировала отказ, система переходит в состояние необнаруженного отказа, в котором пребывает до момента прихода очередной тест-программы.

⁵Для контакт-центра можно одновременно использовать различные методы повышения надежности и типы резервирования, детальное рассмотрение которых выходит за рамки настоящей статьи.

Качество проверочных тестов считаем идеальным, т. е. вероятность обнаружения отказа в неохваченной аппаратным контролем части оборудования практически равна 1. Если оба сервера восстанавливаются, то в работу включается тот, который восстановится первым.

Положим известными следующие зависимости:

- $F(t) = 1 - e^{-\lambda t}$ – функцию распределения времени наработки до отказа нерезервированного сервера (с интенсивностью λ);
- $G(t) = 1 - e^{-\mu t}$ – функцию распределения времени восстановления нерезервированного сервера (с интенсивностью μ);
- $H(t) = t/T, 0 \leq t \leq T$ – функцию распределения времени пребывания активного сервера в состоянии необнаруженного отказа;
- $\pi(t)$ – функцию распределения времени переключения на резерв.

Тогда моменты возникновения отказов, обнаружения отказов основного сервера, восстановления резервного сервера при неисправном состоянии основного сервера и переключения на резерв являются точками регенерации процесса отказов и восстановления резервированной системы серверов. В точках регенерации процесса резервированная система может перейти в следующие состояния:

- 0 – основной сервер и резервный сервер исправны;
- 1 – основной сервер исправен, резервный – восстанавливается;
- 2 – оба сервера восстанавливаются;
- 3 – основной сервер в состоянии необнаруженного отказа, резервный – исправен;
- 4 – основной сервер в состоянии необнаруженного отказа, резервный – восстанавливается;
- 5 – состояние переключения на исправный сервер.

Так как совпадение моментов окончания восстановления обоих серверов маловероятно, примем вероятность данного события равной нулю. Рассмотрим поведение системы после отказа. При отказе системы вначале восстановится один из серверов, который станет основным, и система перейдет в состояние 1. Момент восстановления второго сервера (резервного) и переход системы в состояние 0 не являются значимыми для обслуживания запросов. Критической является ситуация, в которой в следующий момент регенерации системы, т. е. в момент отказа основного сервера, резерв исправен. Данная ситуация характеризуется вероятностью исправности резерва при условии, что в момент перехода системы в состояние 1 (момент времени $t = 0$) он был неисправен. Поэтому точки полной регенерации (переход в состояние 0) можно исключить из рассмотрения и при изучении установившегося режима (при $t \rightarrow \infty$), возникающего после по крайней мере одного отказа и восстановления системы, считать, что функционирование резервированной системы начинается с точки регенерации типа 1.

Обозначим через $\Phi_{ij}(t), i, j = \overline{1,5}$ условные вероятности того, что промежуток времени между соседними точками регенерации, начавшийся точкой типа i , продлится не более t и закончится точкой регенерации типа j . Так как любой такой промежуток с течением времени заканчивается, то можно записать:

$$\sum_{j=1}^5 \Phi_{ij}(\infty) = 1.$$

Построенная модель хорошо согласуется с определением полумарковского процесса с дискретным множеством состояний, который полностью задается совокупностью условных вероятностей переходов $\{\Phi_{ij}(t)\}$ [8].

Таким образом, процесс отказов и восстановлений резервированной системы представляется полумарковским процессом, задаваемым матрицей условных вероятностей переходов:

$$\Phi_{ij}(t) = \begin{bmatrix} 0 & \Phi_{12}(t) & \Phi_{13}(t) & \Phi_{14}(t) & \Phi_{15}(t) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \Phi_{25}(t) \\ 0 & \Phi_{32}(t) & 0 & 0 & \Phi_{35}(t) \\ 0 & \Phi_{42}(t) & 0 & 0 & \Phi_{45}(t) \\ \Phi_{51}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Введем $R(t)$ – вероятность того, что резерв в момент t исправен, при условии, что в момент $t = 0$ он был также исправен, и $\bar{R}(t)$ – вероятность того, что резерв в момент t исправен при условии, что в момент $t = 0$ он был неисправен.

При отказе основного сервера в момент времени $x < t$ возможны следующие события, характеризующиеся соответствующими им вероятностями:

- отказ основного сервера, фиксируемый, если и резервный сервер находится в состоянии фиксированного отказа, т. е. система из состояния 1 переходит в состояние 2. Соответствующая этому событию вероятность определяется как $\Phi_{12}(t) = \alpha \int_0^t dF(x)[1 - \bar{R}(x)]$;

- нефиксируемый отказ основного сервера, поскольку резервный сервер исправен, т. е. система переходит из состояния 1 в состояние 3. Вероятность ситуации

$$\Phi_{13}(t) = (1 - \alpha) \int_0^t dF(x)\bar{R}(x);$$

- нефиксируемый отказ основного сервера при неисправном резервном сервере, т. е. система переходит из состояния 1 в состояние 4. Вероятность этого события

$$\Phi_{14}(t) = (1 - \alpha) \int_0^t dF(x)[1 - \bar{R}(x)];$$

- фиксируемый отказ основного сервера, если резервный сервер находится в исправном состоянии, т. е. система переходит в состояние 5 переключения на резерв. Условная вероятность перехода $\Phi_{15}(t) = \alpha \int_0^t dF(x)\bar{R}(x)$.

Переход системы из состояния 2 (восстановление обоих серверов) возможен только в состояние 5, поскольку требуется определенное время на активацию как основного сервера, так и резервного. Вероятность такого перехода $\Phi_{25}(t) = 1 - [1 - G(t)]^2$.

Выход системы из состояния нефиксируемого отказа возможен в момент выполнения очередной тест-программы. При этом существуют следующие ситуации:

- в момент обнаружения нефиксируемого отказа основного сервера резервный сервер находится в неисправном состоянии; система переходит в состояние 2 из состояния 3 или 4. Условные вероятности переходов представляются следующим образом:

$$\Phi_{32}(t) = \int_0^t dH(x)[1 - R(x)]; \quad \Phi_{42}(t) = \int_0^t dH(x)[1 - \bar{R}(x)];$$

- в момент обнаружения нефиксируемого отказа основного сервера резервный сервер находится в исправном состоянии; система переходит в состояние 5 из состояния 3 или 4. Соответствующие вероятности можно представить в виде

$$\Phi_{35}(t) = \int_0^t dH(x)R(x); \quad \Phi_{45}(t) = \int_0^t dH(x)\bar{R}(x).$$

Вероятность перехода $\Phi_{51}(t) = \pi(t)$ определяет состояние переключения на исправный сервер.

Состояния 2, 3, 4, 5 соответствуют состоянию неисправности системы. С помощью матрицы условных вероятностей переходов запишем выражения для функции распределения (ФР) времени наработки на отказ и времени восстановления. Выражение для ФР времени наработки на отказ имеет вид

$$V(t) = \Phi_{12}(t) + \Phi_{13}(t) + \Phi_{14}(t) + \Phi_{15}(t). \quad (1)$$

Для ФР времени восстановления выражение имеет вид

$$U(t) = \Phi_{12}(\infty)[\Phi_{25} * (t)\Phi_{51}(t)] + \Phi_{13}(\infty)[\Phi_{35}(t) * \Phi_{51}(t) + \Phi_{32}(t) * \Phi_{25}(t) * \Phi_{51}(t)] + \Phi_{14}(\infty)[\Phi_{45}(t) * \Phi_{51}(t) + \Phi_{42}(t) * \Phi_{25}(t) * \Phi_{51}(t)] + \Phi_{15}(\infty)\Phi_{51}(t), \quad (2)$$

где "*" – символ свертки.

Выполним преобразование Лапласа для ФР (1) и (2). Для ФР времени наработки на отказ в операторной форме получим $v(s) = \varphi_{12}(s) + \varphi_{13}(s) + \varphi_{14}(s) + \varphi_{15}(s)$, где

$$v(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} dV(t); \quad \varphi_{ij}(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} d\Phi_{ij}(t).$$

Аналогично, для ФР времени восстановления:

$$u(s) = \varphi_{12}(0)\varphi_{25}(s)\varphi_{51}(s) + \varphi_{13}(0)[\varphi_{35}(s)\varphi_{51}(s) + \varphi_{32}(s)\varphi_{25}(s)\varphi_{51}(s)] + \varphi_{14}(0)[\varphi_{45}(s)\varphi_{51}(s) + \varphi_{42}(s)\varphi_{25}(s)\varphi_{51}(s)] + \varphi_{15}(0)\varphi_{51}(s),$$

где $u(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} dU(t)$.

На основании полученных выражений определим математическое ожидание (МО):

- времени наработки на отказ:

$$M_{\zeta} = -v'(0) = -[\varphi'_{12}(0) + \varphi'_{13}(0) + \varphi'_{14}(0) + \varphi'_{15}(0)]; \quad (3)$$

- времени восстановления:

$$\begin{aligned}
 M_{\xi} = -u'(0) = & -\left(\varphi_{12}(0)\left[\varphi'_{25}(0) + \varphi'_{51}(0)\right] + \varphi_{13}(0)\left\{\varphi'_{35}(0) + \varphi_{35}(0)\varphi'_{51}(0) + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \varphi'_{32}(0) + \varphi_{32}(0)\left[\varphi'_{25}(0) + \varphi'_{51}(0)\right]\right\} + \varphi_{14}(0)\left\{\varphi'_{45}(0) + \varphi_{45}(0)\varphi'_{51}(0) + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \varphi'_{42}(0) + \varphi_{42}(0)\left[\varphi'_{25}(0) + \varphi'_{51}(0)\right]\right\} + \varphi_{15}(0)\varphi'_{51}(0)\right). \quad (4)
 \end{aligned}$$

Исходя из введенных ранее определений $\varphi_{25}(0) = 1$; $\varphi'_{25}(0) = -1/2\mu$; $\varphi_{51}(0) = 1$;

$\varphi'_{51}(0) = -M_{\delta} = -\int_0^{\infty} t d\pi(t)$. На основании известных выражений для $R(t)$ и $\bar{R}(t)$ [10]:

$$R(t) = \mu/(\mu + \lambda) + [\lambda/(\mu + \lambda)]e^{-(\mu + \lambda)t}; \quad \bar{R}(t) = \mu/(\mu + \lambda) - [\mu/(\mu + \lambda)]e^{-(\mu + \lambda)t}$$

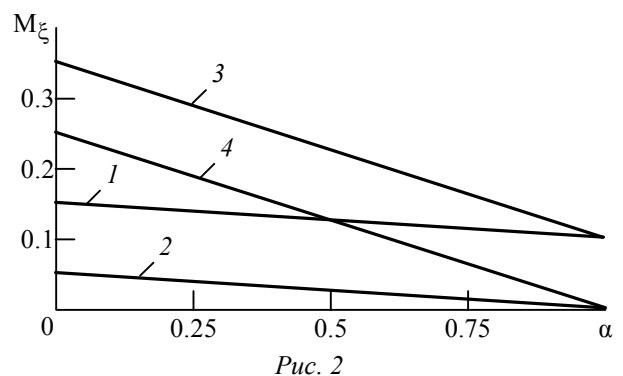
можно получить выражения для остальных $\varphi_{ij}(0)$ и $\varphi'_{ij}(0)$. Тогда МО времени наработки на отказ (3) $M_{\zeta} = 1/\lambda$.

Выражение для МО времени восстановления M_{ξ} получается подстановкой выражений для $\varphi_{ij}(0)$, $\varphi'_{ij}(0)$ в (4). Оно достаточно громоздко, поэтому в настоящей статье не приводится.

На рис. 2 приведены зависимости M_{ξ} от вероятности обнаружения отказа α при $\mu = 2 \text{ ч}^{-1}$, $\lambda = 0.01 \text{ ч}^{-1}$ и при различных периодах тестового контроля и временах переключения. Кривая 1 соответствует периоду тестового контроля $T = 0.1 \text{ ч}$ и времени переключения $t_{\Pi} = 0.1 \text{ ч}$, кривая 2 – $T = 0.1 \text{ ч}$ и $t_{\Pi} = 0$, кривая 3 – $T = 0.5 \text{ ч}$ и $t_{\Pi} = 0.1 \text{ ч}$, кривая 4 соответствует $T = 0.5 \text{ ч}$ и $t_{\Pi} = 0$.

Рассмотренным способом можно резервировать не только серверы, но и любые другие программно-аппаратные комплексы, в том числе и шлюзы IP-телефонии. При таком резервировании всех компонентов контакт-центр будет состоять как минимум из резервированного сервера, на котором работают модули ЦОВ, и резервированного шлюза IP-телефонии⁶. Шлюз IP-телефонии логично резервировать рассмотренным способом и при других вариантах организации резервирования компонентов контакт-центра, поскольку в отличие серверов он представляет собой специальный программно-аппаратный комплекс. В общем случае при таком подходе контакт-центр будет состоять из n резервированных серверов и резервированного шлюза IP-телефонии.

В этом случае МО времени безотказной работы уменьшится в $(n + 1)$ раз (если принять что все компоненты имеют одинаковый поток отказов). Следовательно, можно записать выражение для МО времени безотказной работы системы из n одинаковых резервированных подсистем с потоком



⁶ Реализация шлюза IP-телефонии и модулей ЦОВ на одном комбинированном устройстве не рассматривается, так как подобные предложения отсутствуют на рынке.

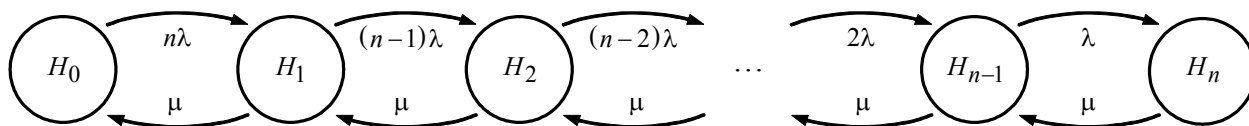


Рис. 3

отказов λ : $M_{\xi}^n = 1/n\lambda$.

Для определения МО времени восстановления рассмотренной системы M_{ξ}^n следует проанализировать модель процесса отказов и восстановлений системы из n резервированных подсистем с потоком отказов λ и интенсивностью потока восстановлений $\mu = 1/M_{\xi}$. Рассмотрим происходящие в такой системе процессы при условиях, что все резервированные подсистемы имеют одинаковые характеристики, а в каждый момент времени может восстанавливаться только одна резервированная подсистема. На рис. 3 представлен граф состояний такой системы, где вершины H_i отражают ситуацию, когда в состоянии отказа находятся i резервированных подсистем. Система в целом находится в состоянии отказа, если из строя вышла хотя бы одна подсистема, т. е. при $i > 0$.

Введем $P_i, i = 0, 1, \dots, n$ – вероятности нахождения системы в состояниях H_i . Согласно [11]

$$P_i = Q_i / \sum_{k=0}^n Q_k, \tag{5}$$

где $Q_k|_{k=0} = Q_0 = 1$; $Q_k = \lambda_0 \lambda_1 \dots \lambda_{k-1} / (\mu_1 \mu_2 \dots \mu_k)$, $k = 1, 2, \dots, n$, причем $\lambda_i = (n-i)\lambda$ и $\mu_i = \mu$ – интенсивности потоков отказов и восстановлений рассматриваемой системы, соответственно, для состояний H_i .

Выясним коэффициент готовности рассматриваемой системы K_{Γ} . Из определения коэффициента готовности [11]: $K_{\Gamma} = \sum_i P_{0i}$, где P_{0i} – вероятности нахождения системы в исправных состояниях.

Для рассматриваемой системы исправным состоянием является только состояние H_0 . Вероятность данного состояния можно найти из формулы (5). С учетом этого получим выражение для коэффициента готовности системы:

$$K_{\Gamma} = \frac{1}{\sum_{i=0}^n Q_i} = \left[n! \sum_{i=0}^n \frac{1}{(n-i)!} \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^i \right]^{-1}. \tag{6}$$

С другой стороны, известно [11], что коэффициент готовности системы можно выразить через среднее время (т. е. МО) наработки на отказ M_{ζ}^n и среднее время восстановления системы M_{ξ}^n :

$$K_{\Gamma} = M_{\zeta}^n / (M_{\zeta}^n + M_{\xi}^n). \tag{7}$$

Приравняв (6) и (7), и с учетом ранее полученного выражения для M_{ζ^n} получим выражение для среднего времени (МО) восстановления системы:

$$M_{\xi^n} = M_{\zeta^n} / K_{\Gamma} - M_{\zeta^n} = \frac{(n-1)!}{\lambda} \sum_{i=1}^n \frac{1}{(n-i)!} \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^i.$$

На рис. 4 приведены зависимости МО времени восстановления системы, состоящей из n резервированных подсистем (кластеров), от их числа при условиях, что для каждого из кластеров вероятность обнаружения отказа аппаратным контролем $\alpha = 0.9$, интенсивность потока восстановления $\mu = 2 \text{ ч}^{-1}$, интенсивность потока отказов $\lambda = 0.01 \text{ ч}^{-1}$, период тестового контроля $T = 0.1 \text{ ч}$, время переключения $t_{\Pi} = 0.1 \text{ ч}$. Совокупность значений 1 отражает зависимость МО времени восстановления системы, состоящей из n резервированных подсистем, а совокупность 2 – аналогичную зависимость при наличии в системе n нерезервированных элементов, обладающих такими же характеристиками отказов и восстановлений, что и элементы, входящие в состав кластеров, и при безусловном обнаружении отказов нерезервированных элементов.

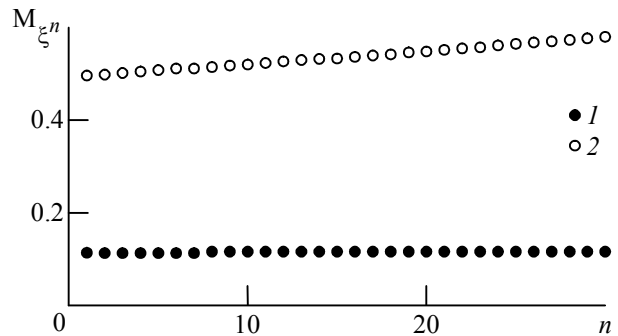


Рис. 4

Из зависимостей на рис. 4 следует, что применение кластеризации позволяет значительно сократить среднее время восстановления. Можно заметить, что с ростом количества подсистем комплекса возрастает преимущество системы с резервированными компонентами по сравнению с системой, которая построена без использования методик повышения надежности.

Таким образом, построены математические модели ЦОВ, позволяющие оценить характеристики отказоустойчивости контакт-центра, спроектированного с использованием методики кластерной структуры, учитывающие различные характеристики ПКР и время переключения на резерв. Рассмотренные методики и модели (и отдельно, и в сочетании с методиками и моделями, не рассмотренными в настоящей статье) могут применяться для повышения отказоустойчивости контакт-центров, а также для оценки их надежности как на стадии проектирования, так и для анализа характеристик разработанных систем.

Список литературы

1. Гольдштейн Б. С., Фрейнкман В. А. Call-центры и компьютерная телефония. СПб.: БХВ-Петербург, 2002. 372 с.
2. Зарубин А. А. Формула контакт-центра // Сети и системы связи. 2003. Вып. 8. С. 52–55.
3. Малов А. В. Контакт-центры на базе IP-телефонии // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2008. Вып. 8. С. 26–32.
4. Острейковский В. А. Теория надежности. М.: Высш. шк., 2008. 463 с.
5. Половко А. М., Гуров С. В. Основы теории надежности. СПб.: БХВ-Петербург, 2006. 704 с.
6. Ушаков И. А. Вероятностные модели надежности информационно-вычислительных систем. М.: Радио и связь, 1991. 132 с.
7. Черкесов Г. Н. Надежность аппаратно-программных комплексов. СПб.: Питер, 2005. 479 с.

8. Шакун Г. И., Трофимов П. И., Алтарев В. П. Отказоустойчивость систем передачи данных. М.: Радио и связь, 1984. 144 с.
9. Липаев В. В. Надежность программных средств. М.: СИНТЕГ, 1998. 232 с.
10. Козлов Б. А. Резервирование с восстановлением. М.: Сов. радио, 1969. 150 с.
11. Гнеденко Б. В., Беляев Ю. К., Соловьев А. Д. Математические методы в теории надежности. М.: Наука, 1965. 524 с.

A. V. Malov

Saint-Peterburg state electrotechnical university "LETI"

Method for increasing reliability of the contact-centers on the basis of the IP-telephony with usage of cluster structure

Method for increasing reliability with private reservation of components of the contact-centers on the basis of the IP-telephony having actual nowadays and alternative methods are described. Analytical models of the reliability of the contact-centers designed by such method are observed.

Contact-centers, IP-telephony, reliability of computers complexes, methods for increasing reliability of the contact-centers

Статья поступила в редакцию 30 ноября 2009 г.

УДК 615.471.03:616.12-073

К. В. Зайченко , А. В. Зяблицкий

*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения*

Высокоточная синхронизация электрокардиосигналов сверхвысокого разрешения

Рассмотрены пути повышения точности синхронизации отдельных кардиоциклов квазипериодического электрокардиосигнала сверхвысокого разрешения по его низкочастотным составляющим при синхронном анализе последовательности кардиоциклов, а также методы такого анализа.

Электрокардиограмма сверхвысокого разрешения, синхронизация кардиоциклов, детектирование R-зубцов, двухканальная электрокардиограмма, микропотенциалы, синхронный анализ

В задачах обработки биоэлектрических сигналов с учетом прогресса в развитии технических средств измерения их параметров и в увеличении вычислительной мощности средств цифровой обработки сигналов одними из наиболее актуальных проблем становятся их вторичная обработка и автоматизированный анализ. При разработке цифровых методов анализа электрокардиосигналов (ЭКС) для повышения эффективности кардиодиагностики требуется создание точных, быстрых и надежных алгоритмов выделения отдельных элементов сигналов внутри каждого кардиоцикла и точного вычисления их временных и статистических характеристик. Решение этих задач позволит повысить точность диагностики кардиопатологий, улучшит диагностическую ценность уже существующих методик и позволит реализовать новые алгоритмы определения признаков кардиозаболеваний на разных и, что особенно важно, на самых ранних стадиях их развития.

Эффективный совместный автоматизированный анализ заданного набора последовательностей кардиоциклов ЭКС требует существенного повышения точности определения

временного положения отдельного кардиоцикла. Эта проблема решается за счет поиска и высокоточной оценки временного положения характерных точек ЭКС для последующего синхронного анализа как всей выборки в одном отведении, так и всех сигналов многоканального электрокардиографа. Современные методы решения указанной проблемы не отличаются высокими точностью, надежностью и эффективностью и не позволяют ввиду вариабельности сердечного ритма производить эффективный синхронный анализ кардиоциклов вне ближайшей окрестности R-зубца. Следовательно, для увеличения точности и надежности синхронизации требуется разработка новых алгоритмов высокоточного определения временных характеристик отдельных элементов кардиоцикла.

Наибольшую актуальность вопрос высокоточной синхронизации имеет для электрокардиографии сверхвысокого разрешения (СВР), в которой извлечение составляющих ЭКС малого размаха предъявляет повышенные требования к точности временной привязки кардиоциклов. В рамках работы по изучению тонкой структуры биоэлектрических сигналов, проводимой на кафедре медицинской радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, разработан экспериментальный электрокардиограф СВР (ЭК СВР), структурная схема которого представлена на рис. 1 и подробно описана в [1].

На рис. 1 обозначены: ОРФ – отключаемый режекторный фильтр; ФВЧ – фильтр верхних частот; ФНЧ – фильтр нижних частот; МУУ – масштабирующий управляемый усилитель; БНПФ – блок нелинейных полосовых фильтров.

Отличительной особенностью данного ЭК СВР является разделение входного сигнала на два канала – низкочастотный (НЧ) (канал синхронизации) и высокочастотный (ВЧ). Это связано с тем, что в рамках проводимых исследований особое внимание уделяется ВЧ-составляющим ЭКС (микропотенциалам), выделение и дополнительное усиление которых происходит в ВЧ-канале.

Для современных электрокардиографов усиление составляет 100...150, т. е. ЭКС, имеющий максимальную амплитуду 20 мВ, усиливается до 2...3 В, что укладывается в типичный диапазон входного напряжения АЦП [2]. При этом микропотенциалы ЭКС получают значение 100...150 мкВ, что составляет 2–3 шага квантования для 16-разрядного АЦП с допустимым диапазоном входного напряжения 0...3 В.

Введение ВЧ-канала позволяет дополнительно усилить ВЧ-составляющие ЭКС,

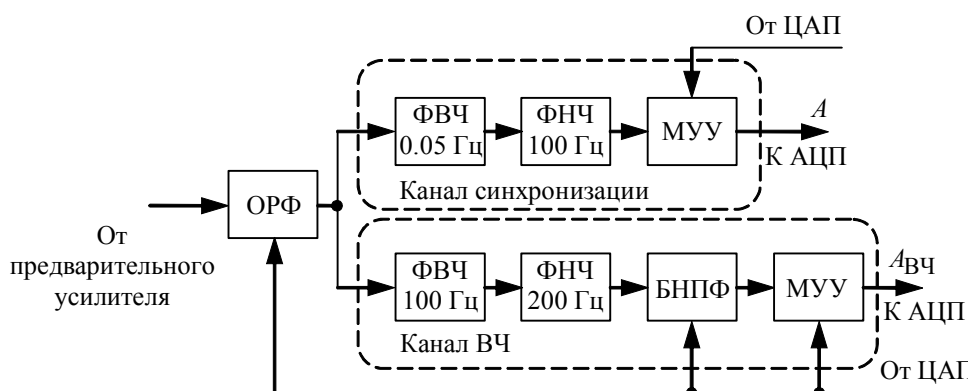


Рис. 1

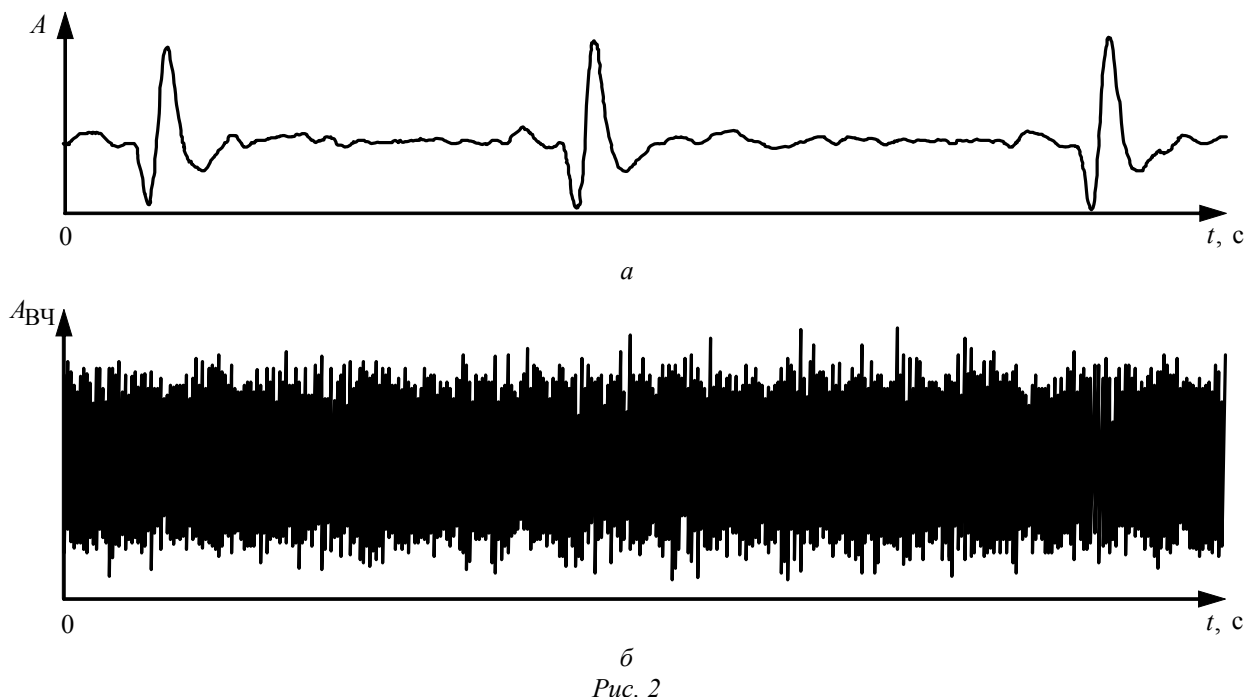


Рис. 2

имеющие незначительный размах, введя их в диапазон входного напряжения АЦП. Новизна предложенного подхода состоит в том, что в данном случае ВЧ-компоненты ЭКС укладываются не в 2–3 шага квантования, как в обычной электрокардиограмме (ЭКГ), а занимают практически весь рабочий диапазон АЦП.

На рис. 2 представлен результат прохождения сигнала ЭКГ, снятого в первом отведении, через аналоговый блок разработанного ЭК СВР (см. рис. 1). Кривая на рис. 2, а представляет сигнал на выходе НЧ-канала, а кривая на рис. 2, б – на выходе ВЧ-канала. Как видно из рис. 2, б, ВЧ-сигнал полностью лишен характерных признаков, присущих НЧ-составляющим спектра ЭКС. В связи с этим при разработке ЭК СВР было решено, что анализ ВЧ-составляющих ЭКС требует высокоточной синхронизации ВЧ-канала по характерным точкам ЭКС в НЧ-канале. Для реализации такого рода синхронизации ВЧ-сигналов необходимо осуществлять однозначную временную привязку ВЧ-канала к каналу НЧ. Эта задача решается в НЧ-канале разработанного ЭК СВР.

Наиболее характерным выбросом ЭКС, на котором в большинстве случаев достигается максимальное значение сигнала внутри кардиоцикла, является R-зубец, поэтому синхронизация по нему является наиболее простым и распространенным способом синхронизации ЭКС. В настоящее время существуют многочисленные алгоритмы детектирования R-зубца. Самым простым, требующим минимальных вычислительных затрат алгоритмом детектирования и временного позиционирования R-зубцов, является алгоритм порогового амплитудного детектора [3]. Суть его работы сводится к отысканию локальных максимумов на всем интервале анализируемого ЭКС. Для этого используют решающую функцию

$$a(t) = \begin{cases} 1, & A(t) > A_0; \\ 0, & A(t) \leq A_0, \end{cases}$$

где $a(t)$ – сигнал на выходе детектора обнаружения R-зубца; $A(t)$ – ЭКС; A_0 – порог обнаружения. После детектирования анализируются участки ЭКС, на которых он превышает

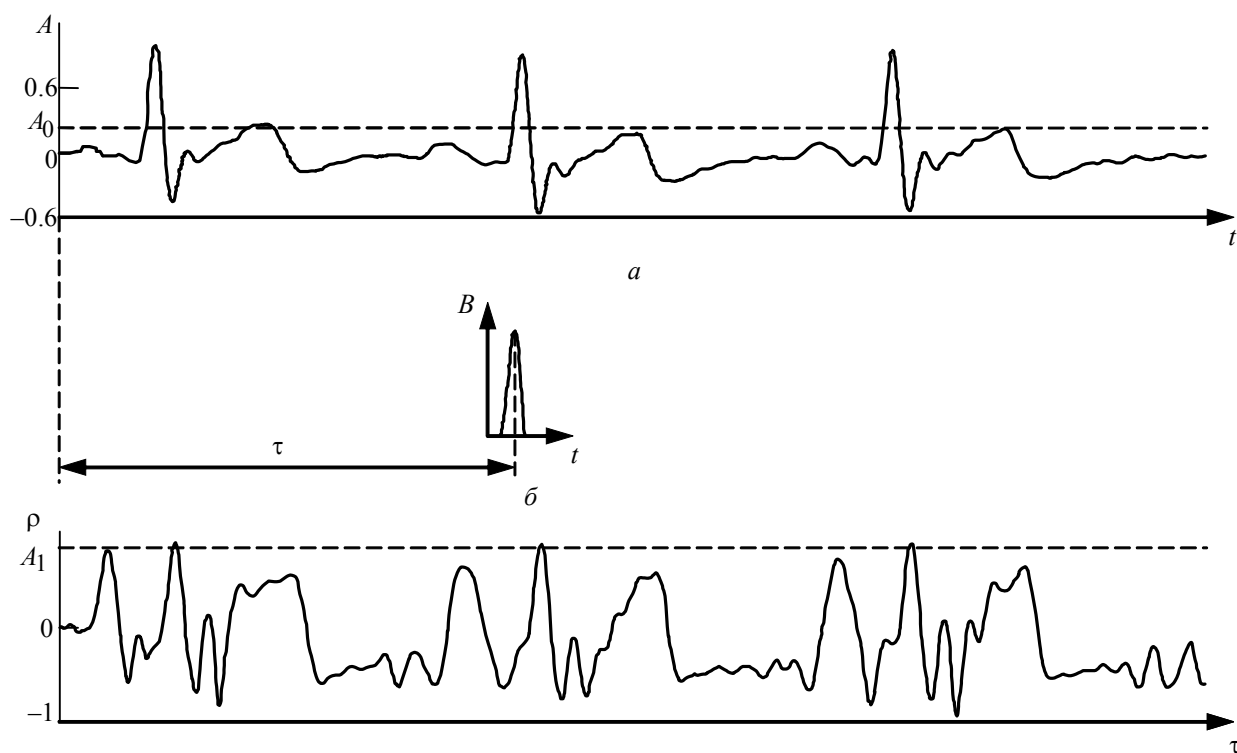


Рис. 3

пороговое значение A_0 и на этих участках отыскиваются максимумы, позволяющие судить о временном положении R-зубцов.

Достоинством рассмотренного алгоритма является простота реализации, связанная с минимальным объемом вычислений, что позволяет реализовать анализ в реальном времени. Наряду с этим алгоритм обладает низкой точностью и плохой устойчивостью к влиянию помех и изменчивости ЭКС, и потому его эффективное применение на практике весьма затруднено. Кроме того, при некоторых видах сердечных патологий вершина R-зубца может раздваиваться, что приводит к неверному результату детектирования.

В настоящей статье рассмотрено применение корреляционного алгоритма [3]. На первом этапе его работы находятся значения функции взаимной корреляции $R(t)$ между функцией сравнения $B(t+\tau)$ (рис. 3, б) и отрезками исходной функции $A(t)$ (рис. 3, а)

той же длительности, что и функция сравнения:
$$R(\tau) = \frac{1}{T} \sum_{t=0}^{T-1} B(t+\tau) A(t).$$

Положение функции сравнения $B(t)$ в процессе расчетов смещается от начала исследуемого отрезка ЭКС к его концу. Таким образом, появляется возможность построить эту функцию практически на всем протяжении кардиосигнала.

Значения $R(t)$ зависят от величин исходных данных и не могут быть адекватно интерпретированы. Поэтому на следующем этапе функция взаимной корреляции масштабируется для приведения к диапазону значений $[-1,1]$ (т. е. получения коэффициента корреляции (КК) $\rho(\tau)$ (рис. 3, в) в соответствии с формулой [4]:

$$\rho(\tau) = \frac{R(\tau)}{\frac{1}{N} \sqrt{\sum_{t=0}^{T-1} A^2(t) \sum_{t=0}^{T-1} B^2(t)}}.$$

Полученную функцию можно использовать для принятия решения о том, найдена ли точка ЭКС, на которую настроен алгоритм, или нет. Решение принимается по превышению КК порога A_1 , выбираемого чаще всего эмпирическим путем. Этот выбор определяет чувствительность алгоритма.

Как показали исследования, рассмотренный алгоритм имеет более высокую по сравнению с амплитудным пороговым детектором устойчивость к помехам и изменчивости ЭКС и может с высокой точностью детектировать R-зубцы даже при его весьма сильном искажении шумами, поскольку, принимая решение о положении искомой точки синхронизации, не опирается на абсолютные значения исходного сигнала. Еще одним достоинством алгоритма является возможность его адаптации под конкретного пациента подбором и адаптивной настройкой функций сравнения.

Существенным недостатком рассмотренного алгоритма является большой объем вычислений, необходимых для его реализации, что приводит к увеличению времени анализа ЭКС значительной длительности. Кроме того, на конечный результат влияет выбор функции сравнения, поскольку она определяет конечный вид КК. В [3] в качестве функции сравнения предлагается использовать отрезок исходного ЭКС, содержащий один QRS-комплекс. Такой подход, несомненно, даст максимально близкие к единице значения КК в области указанного комплекса. Однако у данного подхода есть и свой минус: каждый раз перед началом анализа новой ЭКГ необходимо выделять область сигнала, принимаемую за эталонную. По этой причине результаты вычислений КК могут различаться вследствие неидентичности функции сравнения. Кроме того, полученная функция КК в указанном случае несколько сдвигается относительно исходного сигнала, причем величина этого сдвига зависит от характеристик функции сравнения, что требует компенсации сдвига.

Для устранения указанных недостатков, а также неопределенности и неоднозначности решений, предлагается в качестве функции сравнения вместо отрезка исходного сигнала использовать фиксированную функцию. Результаты вычисления КК в этом случае обладают воспроизводимостью и достоверностью, а используя математическое описание функции сравнения, можно точно вычислить компенсационный сдвиг.

В качестве функции сравнения может быть взята любая функция, похожая на QRS-комплекс. В процессе исследований было показано, что наилучшие результаты при вычислении КК достигаются с использованием функции сравнения вида

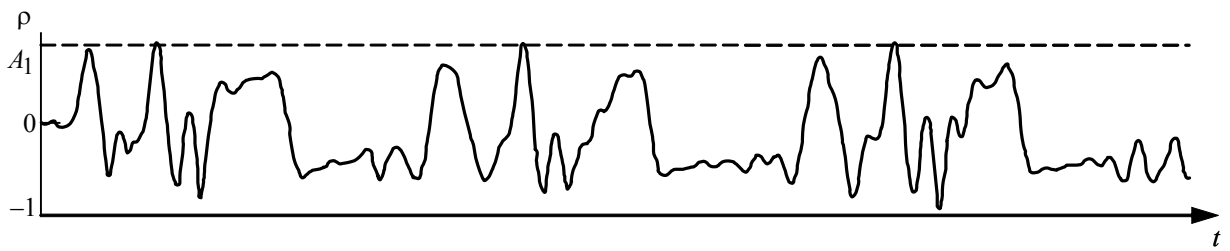
$$B(t) = \sin X(t)/X(t), \tag{1}$$

где $X(t)$ – масштабирующая функция.

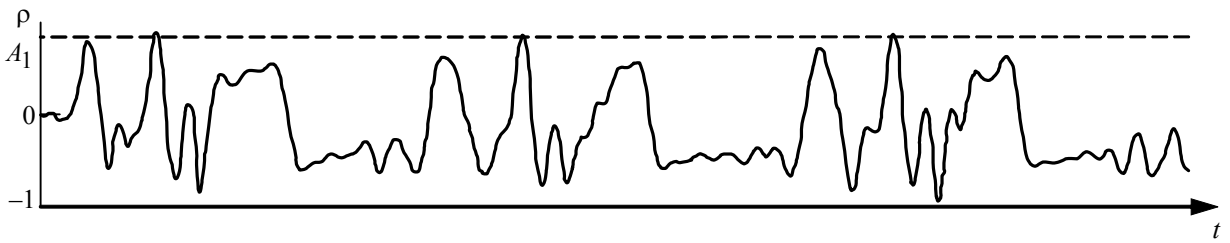
Как следует из рис. 4, функции КК, полученные из исходного ЭКС (рис. 4, а) при использовании в качестве функции сравнения отрезка исходного сигнала (рис. 4, б) и функции $B(t)$, вычисленной по формуле (1) (рис. 4, в), практически идентичны. Это говорит о том, что использование функции (1) вместо отрезка ЭКС не уменьшает надежности системы.



a

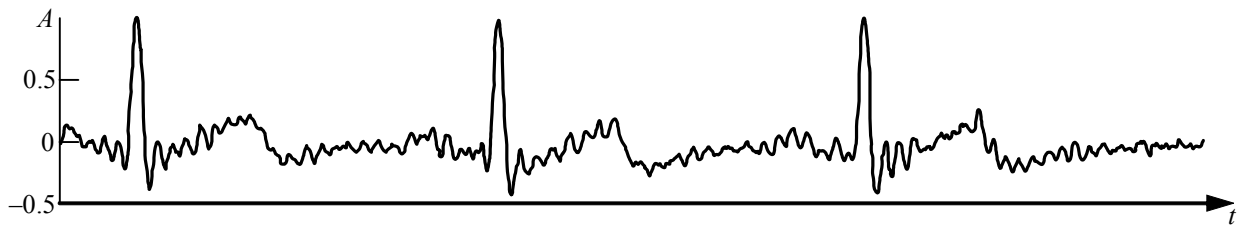


б

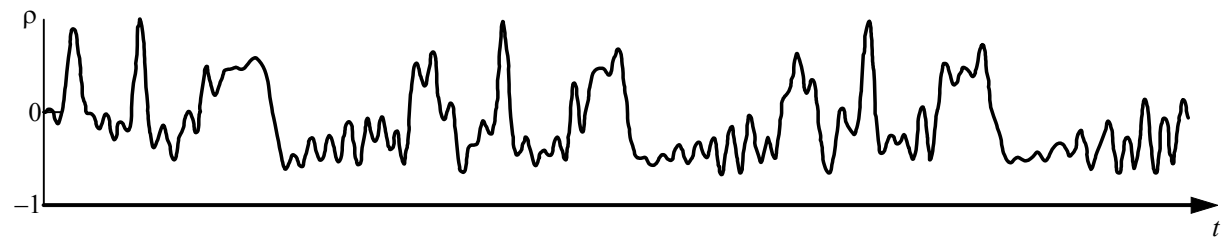


б

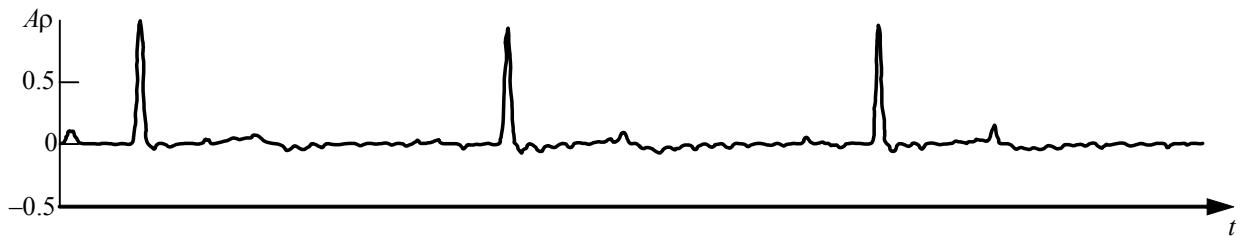
Рис. 4



a



б



б

Рис. 5

Из зависимостей на рис. 3 и 4 следует, что Р- и Т-зубцы также дают большие всплески на функции КК, которые могут быть сопоставимы по величине со значением КК в моменты появления R-зубца. При некоторых видах патологий и помех детектирование R-зубца непосредственно по функции КК может оказаться невозможным, поскольку вместо него могут фиксироваться Р- или Т-зубец. Для того чтобы избавиться от этих недостатков, авторами настоящей статьи предложено использовать КК не для детектирования QRS-комплекса на ЭКС, а для избирательной фильтрации исходного сигнала.

Перемножим значения исходного сигнала (рис. 5, а) на соответствующие им во времени значения КК $\rho(t)$ (рис. 5, б). Результатом этой операции будет модифицированный ЭКС с существенно подавленными вне характерных зубцов значениями (рис. 5, в). Пропустив полученный сигнал через амплитудный пороговый детектор, можно точно определить временные положения R-зубцов на протяженном ЭКС. Такой подход позволяет существенно снизить вероятность ложных срабатываний алгоритма, тем самым увеличив его надежность, однако значительно увеличивает объем вычислений, необходимых для его реализации.

Приведенные примеры показывают, что выбор алгоритма для практического использования сопряжен с анализом объема необходимых вычислений, вероятностью ложных срабатываний и точностью временной привязки с последующим компромиссным принятием решения.

В качестве примера на рис. 6 представлены соотношения результатов детектирования R-зубца различными алгоритмами, используемыми в настоящее время на практике. При обычном анализе (рис. 6, а) все алгоритмы фиксируют вершину зубца. Однако переход к сверхвысокому разрешению (рис. 6, б) показывает, что они дают смещение относительно точки 1, фиксируемой описанным ранее амплитудным пороговым детектором. Так, корреляционный анализ нормированного сигнала НЧ-канала дает оценку позиции максимума в точке 2; при использовании корреляции с образцом ЭКГ или моделирующей функции (1) получается оценка в точке 3. Алгоритм поиска "центра тяжести" [5] фиксирует равенство энергий первой производной ЭКГ в областях, расположенных до и после искомой точки. Этот алгоритм дает оценку в точке 4 (рис. 6, а). Рекомендованный ВОЗ алгоритм Пана–Томкинса [3] также анализирует производную низкочастотной составляющей ЭКГ, однако для защиты от помех и снижения влияния Р- и Q-зубцов применяются нелинейное амплитудное преобразование и оконная низкочастотная

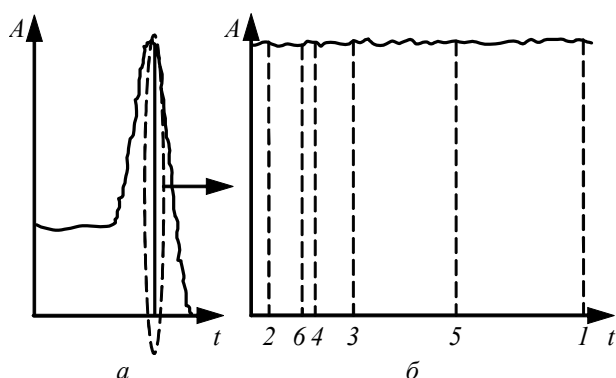


Рис. 6

фильтрация. Оценкой позиции R-зубца, даваемой этим алгоритмом, является точка 5. Наконец, алгоритм спектрального анализа находит положение зубца по совпадению динамического спектра ЭКГ с образцовым спектром QRS-комплекса [3]. Результатом действия этого алгоритма является точка 6.

Из проведенного анализа существующих алгоритмов определения временного положения R-зубцов следует целесообраз-

ность использования комплексного статистического алгоритма оценки положения характерных точек ЭКС. Его суть сводится к учету результатов анализа нескольких алгоритмов, в том числе и рассмотренных ранее, для выработки среднестатистической оценки положения R-зубца. Такой подход позволяет минимизировать ошибки фиксации временного положения и уменьшить вероятность ложного обнаружения R-зубца. Кроме того, результат работы комплексного алгоритма не зависит от конкретного сигнального признака, а опирается, в той или иной степени, сразу на несколько признаков, за счет чего достоверность получаемого результата должна повышаться. Расчет положения R-зубца по указанному алгоритму требует разработки оптимальных процедур, учитывающих отдельные оценочные значения и показатели их надежности и достоверности.

Результаты, полученные с помощью рассмотренных алгоритмов, могут быть использованы для различных видов синхронного анализа ЭКГ СВР, требующих точных данных о положении характерных точек ЭКС. Хотя в приведенных описаниях алгоритмов определяется положение R-зубца, в дальнейшем авторы статьи предполагают использование и других характерных точек кардиосигнала. В ЭК СВР в первую очередь они необходимы для синхронизации ВЧ-канала по каналу НЧ для анализа имеющих малый размах высокочастотных составляющих ЭКС СВР (микропотенциалов), что крайне необходимо для достоверного синхронного анализа кардиоциклов.

Одним из наиболее эффективных методов синхронного анализа является метод синхронного накопления, позволяющий увеличить отношение "сигнал/шум" при наличии интенсивных помех. Это позволяет увидеть составляющие ЭКС, обычно маскируемые помехами и внутренними шумами и настолько малые по амплитуде, что их идентификация либо затруднена, либо невозможна. Результатом такого накопления в грубом приближении является некий усредненный кардиоцикл, пример которого приведен на рис. 7.

При использовании существующих в настоящее время методов синхронизации ЭКС подобная зависимость синхронного анализа не может быть получена ввиду отсутствия методик компенсации вариабельности сердечного ритма.

Еще одним эффективным методом синхронного анализа является трехмерное картирование, результат которого показан на рис. 8. В этом методе введена дополнительная ось $T_{кц}$, вдоль которой расположен ряд записей следующих друг за другом кардиоциклов, что позволяет наглядно представить вариабельность сердечного ритма. Используя этот метод, можно судить о динамике изменения отдельных элементов кардиоцикла на всем протяженном интервале анализируемого сигнала. Данный график невозможно получить без исполь-

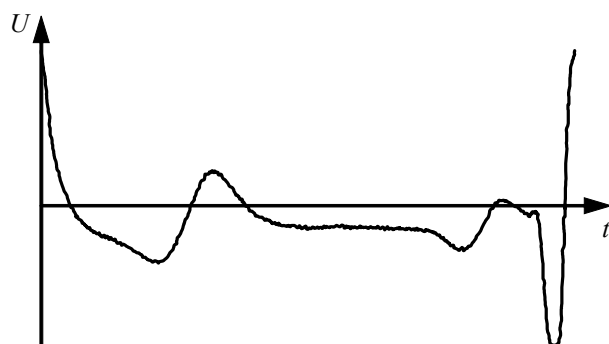


Рис. 7

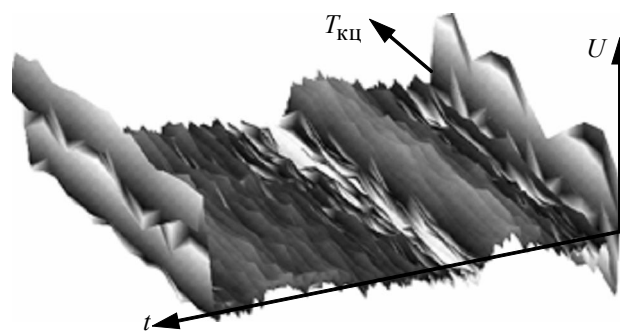


Рис. 8

зования привязки точек в начале и в конце каждого кардиоцикла, а также масштабирования промежуточных данных, чему авторы намереваются посвятить отдельную публикацию.

Разработка новых высокоточных алгоритмов синхронизации ЭКС, новых аппаратных решений в области получения и записи электрокардиограмм и новых методов синхронного анализа проводится авторским коллективом с целью более эффективной диагностики кардиозаболеваний, в том числе на тех стадиях, когда классические методы еще не показывают наличия патологических изменений в сердечно-сосудистой системе. При этом ставятся задачи повышения чувствительности аппаратной части ЭК СВР и существенного увеличения точности анализа за счет исследования тонкой структуры высокочастотных составляющих ЭКС (микропотенциалов), которые до сих пор исследованы очень мало.

Разработка новых алгоритмов высокоточной синхронизации даст возможность существенно повысить точность детектирования характерных точек ЭКС по сравнению с имеющимися сегодня методами. Совместно с принципиально новым аппаратным обеспечением рассмотренные алгоритмы и методики анализа ЭКС положены в основу разрабатываемого аппаратно-программного комплекса, обладающего высокой точностью и принципиально новыми свойствами.

Список литературы

1. Зайченко К. В., Сергеев Т. В. Аналоговая обработка электрокардиосигналов со сверхвысоким разрешением // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 3. С. 27–34.
2. Съём и обработка биоэлектрических сигналов: учеб. пособие / под ред. К. В. Зайченко / СПбГУАП. СПб., 2001. 140 с.
3. Рангайян Р. М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход / пер. с англ. А. Н. Калиниченко. М.: Физматлит, 2007. 440 с.
4. Айфичер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. 2-е изд. М.: Изд. гр. "Диалектика-Вильямс", 2004. 992 с.
5. Юрьева О. Д. Исследование помехоустойчивости методов измерения длительности RR-интервала // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". Сер. "Биотехнические системы в медицине и экологии". 2007. Вып. 1. С. 9–19.

K. V. Zaychenko, A. V. Zyblickiy

Saint-Petersburg state university of aerospace instrumentation

Realization of precision synchronization of electrocardiosignals beyond high resolutions

Ways to improve the accuracy of synchronization of separated cardiac quasiperiodic electrocardiosignals with ultrahigh resolution by its low frequency components and methods synchronous analysis of cardiac sequence are considered.

ECG beyond high resolutions, synchronous analysis, detecting R-wave, two-channel ECG, micro potentials, the synchronous analysis

Статья поступила в редакцию 24 сентября 2009 г.



Телевидение и обработка изображений

УДК 621.397.13.037.372

И. А. Зубакин, Ш. С. Фахми

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Адаптивный алгоритм кодирования видеоинформации на основе трехмерного дискретного косинусного преобразования

Разработан адаптивный алгоритм кодирования и декодирования видеоданных, основанный на трехмерном дискретном косинусном преобразовании. Алгоритм динамически определяет оптимальные размеры видеосегмента на основе анализа движения. Эффективность предложенного алгоритма показана на примере видеоданных трех типов с малой, средней и большой скоростями движения.

Сжатие видео, трехмерное дискретное косинусное преобразование, видеосегмент, адаптация размеров, анализ движения

Синтез оптимального метода кодирования должен опираться на знание статистики источника. На практике, обычно, статистические свойства кодируемых сигналов известны приблизительно, вследствие чего множество методов кодирования нацелены в первую очередь на преодоление априорной неопределенности в статистических свойствах сигнала и его нестационарности. Настоящая статья посвящена адаптации кодирования к статистикам нестационарных изображений и является развитием концепции адаптации к смене сюжета [1].

Статистическая радиотехника использует два подхода к преодолению априорной неопределенности: создание методов, устойчивых к отклонению статистики сигнала от принятой модели (обычно говорят об асимптотически устойчивых методах, т. е. эффективных при весьма длительном времени наблюдения стационарного сигнала), и создание адаптивных методов.

Применяемые на практике методы сжатия изображений, базирующиеся на принципе устойчивости, обычно разрабатываются в два этапа: сначала синтезируется алгоритм для конкретного типа изображений, а затем в него вводятся дополнения, призванные расширить допустимый диапазон априорной неопределенности статистик сигнала. Методы, базирующиеся на принципе адаптации, изменяют свои параметры и/или структуру в зависимости от этих статистик. Так, известен метод кодирования, обеспечивающий минимум ошибки при заданной скорости передачи (т. е. ϵ -энтропии) в условиях неизвестных статистических свойств источника сообщений [2]. При этом кодирование источника (сжатие информации) выполняется параллельно различными методами в нескольких кодерах (например, со спектральным разложением по различным базисам), а в канал связи передаются сигнал с выхода кодера, обеспечивающего адаптивно наилучшее приближение к ϵ -энтропии, и номер кодера. Этот пример иллюстрирует общее правило: минимизация скорости передачи при заданном критерии качества требует увеличения сложности кодиров и декодеров с ростом априорной неопределенности.

С учетом вычислительной сложности алгоритмов обработки видеоданных и большого количества обрабатываемых пикселей ограничение на время обработки кадра является весьма жестким требованием к модулю цифровой обработки в целом и к процессору как его главной составной части при работе в режиме реального времени (без систематического запаздывания). Следовательно, важную роль при этом играет выбор рациональной структуры модуля цифровой обработки с адаптацией к динамическим сюжетам на всех этапах кодирования и декодирования.

В последние годы предпринимались многочисленные попытки применения трехмерного дискретного косинусного преобразования (3D-ДКП) (учитывая изменение яркости по двум поперечным пространственным координатам и в совокупности кадров) с целью достижения высокой степени сжатия видеоданных для передачи по каналам связи с ограниченной полосой пропускания [3]–[6]. Существующие методы кодирования, основанные на стандарте MPEG, затруднительны для передачи видеоданных на низких скоростях, поскольку предусматривают сложные алгоритмы анализа и компенсации движений. В основе алгоритма 3D-ДКП лежит допущение о наличии корреляционных связей не только в пространственной, но и во временной областях. В связи с этим целесообразно предположить выигрыш от применения 3D-ДКП к видеосегменту, оптимальный размер которого во времени (количество включенных в видеосегмент кадров) определяется на основе предварительного анализа движения.

Выполнение традиционного 3D-ДКП с фиксированными размерами видеокуба $8 \times 8 \times 8$ неэффективно при кодировании видеоданных с большой скоростью движения [3], [4]. Чтобы решить эту проблему, было предложено много вариантов реализации ДКП с переменным числом совместно кодируемых кадров, учитывающих динамику сюжета (см., например, [5]).

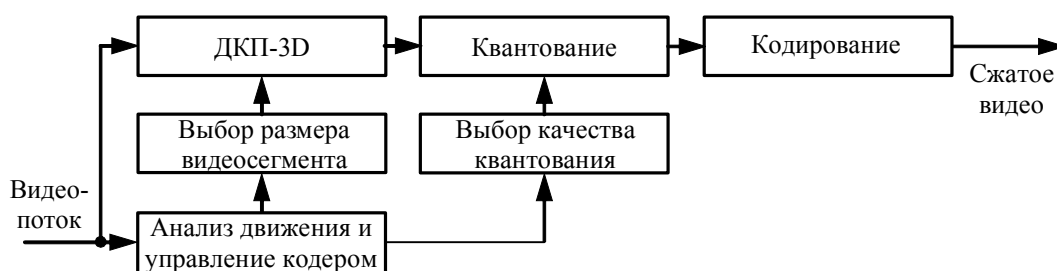
Поскольку реальные видеоданные характеризуются нестационарностью по пространственным координатам и по времени, адаптивный алгоритм сжатия должен предусматривать определение оптимальных размеров видеосегмента. В связи с этим актуальной является разработка адаптивного алгоритма 3D-ДКП, включающего процедуру анализа движения. Указанный алгоритм должен динамически выполнять предварительный анализ движения и определять оптимальные размеры видеосегмента. Естественно предположить, что для видеосегментов с большой скоростью движения алгоритм обеспечит наилучшее качество при относительно малой степени сжатия, в то время как для видеосегментов с более медленным движением достигается большее сжатие с некоторой потерей качества.

Поскольку анализ движения производится по сигналу яркости, разработанный алгоритм рассчитан на обработку именно этого сигнала. Обработка цветностных составляющих производится в видеосегментах, размеры которых определяются результатами анализа сигнала яркости.

Описание алгоритма. При проектировании кодера на основе алгоритма 3D-ДКП были учтены следующие основные идеи:

- устранение временной избыточности видеоданных;
- устранение пространственной избыточности видеоданных подавлением мелких деталей сцены, несущественных для визуального восприятия их человеком.

Структурная схема кодера на основе 3D-ДКП показана на рисунке. Кодер включает следующие основные блоки: блок управления и анализа движения; блок 3D-ДКП; блок квантования и адаптивного сканирования и блок энтропийного кодирования для передачи видеоданных по каналу связи.



Работа кодера. Кодирование включает три этапа.

Этап 1. Предварительный анализ последовательности кадров, в результате которого формируются три группы кадров:

- группы без движения (ГБД), или статические;
- группы с малой скоростью движения (ГМСД), или квазистатические;
- группы с большой скоростью движения (ГБСД), или динамические.

При анализе движения очередной кадр записывается в буфер базового кадра (первого кадра формируемой группы). Все последующие кадры сравниваются с базовым путем вычитания для определения остаточных кадров (разности между текущим и базовым кадрами). Степень временной декорреляции (ε_t) определяется по формуле

$$\varepsilon_t = \frac{1}{NM} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{M-1} |Y_{ij} - Y'_{ij}|,$$

где N и M – размеры кадра; Y_{ij} и Y'_{ij} – яркости пикселей текущего и базового кадров соответственно.

В зависимости от значения ε_t выбирается число кадров в группе (n_t):

- если $0 \leq \varepsilon_t \leq \varepsilon_{\text{доп1}}$ ($\varepsilon_{\text{доп1}}$ – порог отнесения кадра к статическим), то n_t увеличивается на единицу и данная итерация повторяется до тех пор, пока отсутствует движение. В результате формируются ГБД, к которым применяется ДКП-2D над базовым кадром. Пространственные размеры видеосегмента в этом случае устанавливаются равными 16×16 пикселей;
- если $\varepsilon_{\text{доп1}} < \varepsilon_t \leq \varepsilon_{\text{доп2}}$ ($\varepsilon_{\text{доп2}}$ – порог отнесения кадра к квазистатическим), то n_t увеличивается на единицу и данная итерация повторяется до тех пор, пока имеется медленное движение. В результате формируются ГМСД, к которым применяется 3D-ДКП. Размеры видеосегмента при этом составляют $8 \times 8 \times n_t$;
- если $\varepsilon_t > \varepsilon_{\text{доп2}}$, то $n_t = 4$ и является постоянным. В результате формируются ГБСД, к которым также применяется 3D-ДКП. Видеосегмент имеет размеры $4 \times 4 \times 4$ пикселя.

Результаты модельного эксперимента над различными видеоданными, закодированными с яркостным разрешением 8 бит/пиксель, показали, что целесообразно установить пороги $\varepsilon_{\text{доп1}} = 4$ и $\varepsilon_{\text{доп2}} = 24$.

Как и для алгоритма MPEG, особой ситуацией является смена сюжета, вызывающая кратковременное нарушение корреляции. Эта ситуация отслеживается по величине ε_t : если она превышает половину динамического диапазона, то принимается решение о смене

сюжета, и новый кадр становится опорным. Если смена произошла при формировании ГБСД, то оставшиеся кадры группы кодируются как I-кадры MPEG.

Этап 2. Адаптивное квантование и сканирование.

Для адаптивного квантования и z-сканирования полученный трехмерный набор пространственно-временных частотных коэффициентов подразделяется на слайсы, соответствующие одному значению временной частоты. В каждом слайсе квантование и z-сканирование проводятся независимо от других слайсов.

Пространственно-частотные коэффициенты слайса, полученные в результате 3D-ДКП, квантуются делением на коэффициент квантования $QC_{ij} = 1 + (1 + i + j)R$, где i и j – координаты отсчета внутри слайса; R – параметр квантования, задаваемый пользователем.

Этап 3. Энтропийное кодирование.

Квантованные коэффициенты 3D-ДКП считываются и кодируются методом Хаффмана.

Результаты моделирования. В таблице приведены данные, полученные в результате моделирования обработки видеоданных с различными скоростями движения адаптивным алгоритмом 3D-ДКП.

| Тип движения | R | Коэффициент сжатия | Скорость передачи, бит/пиксель | Ψ , дБ |
|--------------|-----|--------------------|--------------------------------|-------------|
| ГМСД | 2 | 46 | 0.174 | 37.19 |
| | 4 | 88 | 0.091 | 34.62 |
| | 6 | 120 | 0.067 | 32.78 |
| | 11 | 190 | 0.042 | 30.15 |
| | 22 | 408 | 0.020 | 27.45 |
| ГБСД | 6 | 54 | 0.148 | 0.011 |
| | 12 | 96 | 0.049 | 0.013 |
| | 23 | 164 | 0.120 | 0.016 |
| ГБСД (8×8×8) | 6 | 44 | 0.182 | 0.010 |
| | 12 | 76 | 0.105 | 0.012 |
| | 23 | 121 | 0.067 | 0.015 |

Коэффициент сжатия определялся как отношение размера исходного (несжатого) видеофайла (в битах) к размеру сжатого видеофайла (в битах).

Отношение "сигнал/шум" рассчитывалось по формуле [7] $\Psi = 10 \lg(255^2/\Delta)$, где

$$\Delta = \frac{1}{MNT} \sum_{xyt} (Y_{и,xyt} - Y_{в,xyt})^2$$

– ошибка кодирования, причем T – количество кадров в видеопотоке; $Y_{и,xyt}$ и $Y_{в,xyt}$ – яркости пикселей с координатами x, y, t в исходном и в восстановленном после квантования кадрах соответственно.

Из сравнения результатов, полученных при использовании безадапционного алгоритма с размером видеосегмента $8 \times 8 \times 8$ пикселей (ГБСД $(8 \times 8 \times 8)$), с результатами применения адаптивного алгоритма следует наличие выигрыша разработанного алгоритма при близком качестве восстановления видеоданных. Кроме того, использование 3D-ДКП при кодировании видеоданных позволяет на несколько порядков сократить сложность кодера источника по сравнению с кодером MPEG-4 [8]. Это обусловлено, во-первых, тем, что ДКП является асимптотически оптимальным (при больших размерах фрагментов)

преобразованием стационарного сигнала с экспоненциальной автокорреляционной функцией, хорошо аппроксимирующей реальные изображения [9]. Во-вторых, эти два вида кодеров оптимальны для различных характеристик изменения сюжета во времени: MPEG-4 ориентирован на слежение за объектами, а 3D-ДКП выделяет любые изменения в сюжете.

Для оптимальной с точки зрения использования вычислительных ресурсов реализации алгоритма необходимо использовать размеры видеосегмента, равные целой положительной степени числа 2, что позволяет использовать быстрые алгоритмы 3D-ДКП. Ограничения на сложность реализации типичны, в частности для видеосистем на кристалле (ВСнК).

С точки зрения оптимизации использования вычислительных ресурсов рассмотренный алгоритм обладает несомненным преимуществом, заключающимся в принципиальной возможности распараллеливания вычислений. Такой подход особенно перспективен при использовании в ВСнК программируемых логических интегральных схем, допускающих программирование и оперативное изменение аппаратной структуры на системном уровне (FastChip, Cadence, MatLab и др.) [10].

В заключение отметим, что использование в рассмотренном алгоритме кодирования адаптивного размера видеосегмента позволяет повысить эффективность кодирования нестационарных сигналов изображений по сравнению с детерминированными алгоритмами.

Разработанный алгоритм характеризуется следующими показателями:

- для видеоданных с малой скоростью движения коэффициент сжатия лежит в диапазоне от 300 до 400, что соответствует скорости передачи, равной 0.02 бит/пиксель, при примерно одинаковым с кодером MPEG-4 относительно хорошему качеству восстановления видеоданных;
- для видеоданных с большой скоростью движения коэффициент сжатия лежит в диапазоне от 80 до 150 (алгоритм динамически приспосабливается к скорости движения, сохраняя высокое качество и относительно высокий коэффициент сжатия);
- алгоритм не уступает по качеству MPEG-4 и методу кодирования на основе 3D-ДКП без адаптации, но обеспечивает вычислительную сложность, на несколько порядков меньшую по сравнению с кодером MPEG-4.

Достигнутые характеристики делают разработанный алгоритм эффективным при передаче цифрового видеопотока по каналам связи с существенно ограниченной и нестационарной пропускной способностью (каналы групповой передачи данных, видео по требованию Интернет и др).

Список литературы

1. Быков Р. Е., Шиманский Е. Ю. Сокращение временной избыточности цифровых сигналов в системах вещательного телевидения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2002. Вып 1. С. 62–67.
2. Pat. WIPO IPC7 H04N 7/30. Method of selecting among N "spatial video codes" the optimum codec for a same input signal / Reichel J., Ziliani F. Publ. 01.07.2004.
3. Westwater R., Furht B. Real-time video compression. Norwell, MA: Kluwer Academic Publishers, 1997. 165 p.
4. Westwater R., Furht B. The XYZ algorithm for real-time compression of full-motion video // Real-time imaging J. 1996. Vol. 2. P. 19–34.
5. Chan Y.-L., Siu W.-C. Variable temporal-length 3-D discrete cosine transform coding // IEEE Trans. on image proc. 1997. Vol. IT-6, № 5. P. 758–763.
6. Abousleman G. P., Marcellin M. W., Hunt B. R. Compression of hyperspectral imagery using the 3-D DCT and hybrid DPCM/DCT // IEEE Trans. of geoscience and remote sensing. 1995. Vol. GRS-33, № 1. P. 26–34.
7. Ричардсон Я. Видеокodирование. H.264 и MPEG-4 – стандарты нового поколения. М.: Техносфера, 2005. 368 с.

8. Умбиталиев А. А. Перспективы развития цифрового телерадиовещания: комплексное решение внедрения цифрового телевидения в регионах // *Вопр. радиоэлектроники. Сер. "Техника телевидения"*. 2008. Вып. 2. С. 3–8.

9. Ахмед Н., Рао К. Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов. М.: Связь, 1980. 248 с.

10. Грушвицкий Р. И., Мурсаев А. Х., Угрюмов Е. П. Проектирование систем на микросхемах программируемой логики. СПб.: БХВ-Петербург, 2002. 606 с.

I. A. Zubakin, Sh. S. Fahmi

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Adaptive algorithm of coding and decoding of the video information on the basis of three-dimensional discrete cosine transform

The adaptive algorithm of coding and decoding of the video data, based on three-dimensional discrete cosine transform is designed. The algorithm dynamically defines the optimum size of a video cube on the basis of the movement analysis. Efficiency of the offered algorithm is shown on an example of the video data three types: with low, average and high movement speed.

Video compression, three-dimensional discrete cosine transform, size adaptation, video segment; movement analysis

Статья поступила в редакцию 27 ноября 2009 г.

УДК 681.327.8

М. Д. Скубилин

Технологический институт Южного федерального университета

в г. Таганроге

Способ камуфляжа графической информации

Описан способ защиты графической информации от несанкционированного доступа в каналах электронной коммуникации, для чего файл разбивается на ряд варьируемых по объему блоков, в каждом блоке на стороне отправителя осуществляют по ключу смещение пикселей, контролируемое ключом, а на стороне санкционированного получателя смещение производится в обратном направлении.

Разрушение/восстановление изображения, ключи, пиксели, смещение пикселей по ключу

Известные алгоритмы кодирования и декодирования графической информации, передаваемой по открытым каналам связи, недостаточно надежно обеспечивают ее конфиденциальность на временном промежутке, в течение которого эта информация сохраняет свою ценность.

Известно [1], что процесс восстановления изображения из безопорной голограммы (БГ) можно интерпретировать как ассоциативный, при этом главные аспекты безопорного искажения и реконструкции оптического сигнала следующие [2]:

- в физическом смысле БГ является когерентной фотографией, поэтому получение информации о фазе исходного сигнала из непосредственного анализа безопорной голограммы невозможно;

- изображение восстанавливается из БГ лишь в том случае, если в качестве опоры используется часть записанного на ней начального поля, которая может быть интерпретирована как некоторый "ключ" для декодирования БГ.

Из рассмотрения формирования и восстановления БГ Фурье вытекает, что свойства Фурье-преобразования позволяют построить системы обработки, имеющие определенные преимущества по сравнению с ранее известными экспериментальными схемами. К таким преимуществам прежде всего следует отнести пространственную инвариантность Фурье-преобразования, обеспечивающую эффективную работу системы независимо от локализации сигнала во входной плоскости [2].

Представим поле во входной плоскости изображения оптической системы как сумму двух полей: $U(x, y) = U_0(x, y) + U_{\text{кл}}$, где $U_0(x, y)$ – информационное поле; $U_{\text{кл}}$ – ключевое поле. Тогда поле в Фурье-плоскости описывается как $F(w, v) = F_0(w, v) + F_{\text{кл}}$, где $F = I\{U\}$ – Фурье-образ начального поля.

Распределение интенсивности в плоскости w, v , записанное на фоточувствительный материал, представляет собой БГ: $H(w, v) = \dots + F_0 \times F_{\text{кл}}^* + \dots$, где знак " \times " обозначает произведение матриц, а знак "*" – комплексное сопряжение.

При восстановлении БГ закрывают непрозрачным экраном часть поля U_0 графической информации, а поле $U_{\text{кл}}$ заменяют на $U_{\text{кл}_и}$. В результате интерференции возникает поле $F_и = F_{\text{кл}_и} \times H = \dots + F_0 \times F_{\text{кл}}^* \times F_{\text{кл}_и} + \dots$, которое в выходной плоскости (после обратного Фурье-преобразования) дает результирующее поле:

$$U_и(x_и, y_и) = I^{-1}\{F_и\} = \dots + U_0 \otimes I^{-1}\{F_{\text{кл}}^* \times F_{\text{кл}_и}\} + \dots, \quad (1)$$

где " \otimes " – знак кронекеровского произведения; $I^{-1}\{F_{\text{кл}}^* \times F_{\text{кл}_и}\} = U_{\text{кл}} \times U_{\text{кл}_и} = \varphi(x_и, y_и)$ – корреляционная функция, причем

$$\varphi(x_и, y_и) \rightarrow \begin{cases} \delta(x_и, y_и), & U_{\text{кл}_и} = U_{\text{кл}}^*; \\ 0, & U_{\text{кл}_и} \neq U_{\text{кл}}^*. \end{cases} \quad (2)$$

Из (1) и (2) следует, что выходное поле

$$U_и(x_и, y_и) \rightarrow \begin{cases} U_0(x_и, y_и), & U_{\text{кл}_и} = U_{\text{кл}}^*; \\ 0, & U_{\text{кл}_и} \neq U_{\text{кл}}^*. \end{cases}$$

Таким образом, $U_{\text{кл}}$, использовавшаяся при записи БГ, может быть применена как некоторый ключ для восстановления поля U_0 в том смысле, что успешная реконструкция возможна, только если $U_{\text{кл}_и} = U_{\text{кл}}^*$.

Собственно процесс криптографической защиты информации заключается в следующем. Графическое сообщение представляется совокупностью битов. При этом каждый

бит, имеющий значение единицы, может быть интерпретирован как точечный источник с единичной интенсивностью и координатой, определяемой местом бита в файле. С целью снижения влияния спекл-шумов по когерентно-оптической обработке источникам может присваиваться случайная фаза [2]. Такой трансформированный файл (файл "изображения") может рассматриваться как скалярное поле – аналог поля U_0 .

Ключевой файл тоже сформируется как аналог поля $U_{\text{кл}}$. Тогда квадрат модуля Фурье-образа описывается выражением $H(w, v) = |I\{U_0(x, y) + U_{\text{кл}}\}|^2$ и является компьютерным аналогом БЛ. Файл, содержащий отсчеты $H(w, v)$, передается по каналу связи. Фурье-образ поля $F_{\text{кл}}$ или номер ключевого файла (если санкционированный получатель сообщения имеет набор ключевых файлов) также передаются по каналу связи.

Процедура восстановления начального сообщения начинается с того, что санкционированный получатель поэлементно перемножает данные файлов $H(w, v)$ и $F_{\text{кл}}$. После обратного преобразования Фурье результата умножения полученное поле

$$U_{\text{в}}(x_{\text{и}}, y_{\text{и}}) \rightarrow U_0(x_{\text{и}}, y_{\text{и}}), \text{ если } F_{\text{кл}_{\text{и}}} = F_{\text{кл}}^*.$$

Использование предложенного способа защиты графической информации от несанкционированного доступа обеспечивает идентичность технических средств на передающей и на принимающей сторонах каналов связи, оперативную диверсификацию и/или репликацию информации санкционированным адресатом и невозможность за целесообразное для практических задач время ее репликации несанкционированным адресатом, так как вариативность кода весьма велика (порядка 10^{10}). Использование этого способа допустимо в оборонных, правоохранительных, коммерческих и других целях, требующих соблюдения конфиденциальности сообщений.

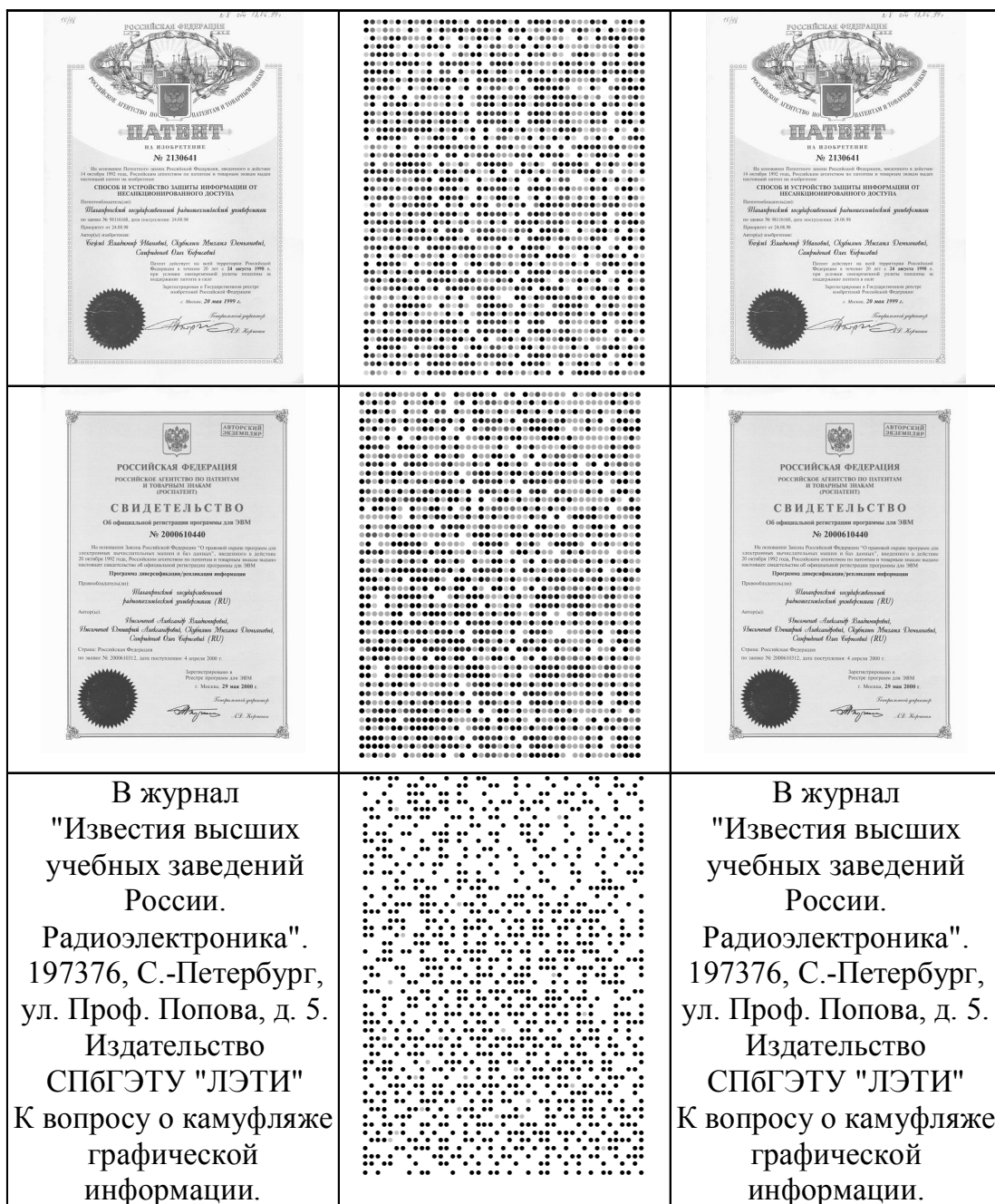
Хотя предлагаемый алгоритм и обеспечивает высокую помехозащищенность графического сообщения, что обусловлено ассоциативным характером процесса восстановления исходного изображения, его применение для текстовой информации нецелесообразно в силу значительных временных затрат на защиту информации и ее восстановление, а для графической информации (в дополнение к изложенному) еще не исключается и потеря части информации на принимающей стороне.

Для упрощения подготовки текстовой конфиденциальной информации к передаче по открытому электронному каналу связи, не заботясь при этом о помехоустойчивости канала, возможно и целесообразно использовать программные средства с привлечением промышленных средств вычислительной техники.

Если информационное сообщение (текст, файл) диверсифицировать, то его репликация тем более затруднена, чем больше объем исходного информационного сообщения. Исходя из этого, допустимо, не усложняя существенно процесс искажения, на передающей стороне осуществлять преобразования исходного информационного сообщения, при которых исходный файл информации разбивается на блоки варьируемой длины и в каждом блоке осуществлять варьируемый сдвиг каждого символа по кольцу ASCII-кода. Ис-

каженный таким образом файл можно оперативно восстановить (расшифровать) обратным сдвигом символов блоков файла. В соответствии с этой процедурой криптограмма по тому же ключу разбивается на блоки заданной емкости, в каждом из которых каждый символ сдвигается в направлении, противоположном направлению его сдвига на передающей стороне. Описанный алгоритм электронного кодирования и/или декодирования текстовой информации реализован на аппаратном [3] и программном [4] уровнях.

Все изложенное для текстовой информации применимо и для отсканированной графической информации. При этом электронная версия файла изображения на передающей стороне разбивается на блоки пикселей (включая и пробелы) заданного объема, а каждый пиксель в блоке подвергается смещению на заданное число позиций и в заданном направлении. На принимающей стороне санкционированным адресатом по известному ему ап-



риори ключу файл криптограммы разбивается на заданное число блоков, а каждый пиксель в блоке смещается на заданное число позиций в противоположном направлении. Это обеспечивает описанному алгоритму применимость для произвольной информации, электронная версия которой может передаваться также по произвольному каналу коммуникации. Программная реализация описанного алгоритма приведена в [5].

На рисунке приведены примеры передачи графической и текстовой информации, криптографированной по рассмотренному алгоритму. Левый столбец содержит исходные файлы, средний – результат приема для дешифрования (несанкционированным пользователем), а правый – файлы после дешифрования санкционированным пользователем.

Дальнейшее повышение криптостойкости электронной версии конфиденциальной информации видится в повторной диверсификации файла на передающей стороне и обратной его репликации на принимающей стороне санкционированного пользователя со сменой ключей диверсификации и репликации на каждом этапе. Такое решение приводит к повышению криптостойкости по крайней мере на 2–3 порядка, а временные затраты возрастают незначительно.

Так как исходная информация и криптографированная информация требуют минимальных временных и аппаратных затрат на их обработку на стороне отправления и на стороне санкционированного приема, а для несанкционированного пользователя представляется труднодешифрируемыми, то им обеспечивается высокая криптостойкость, к тому же число вариантов криптограмм возрастает с объемом исходной информации в геометрической прогрессии.

Список литературы

1. Collier R. J., Pennington K. S. Ghost imaging by holograms formed in the field // Appl. phys. lett. 1966. № 8. P. 44–46.
2. Мохунь И. И., Росляков С. Н., Яценко В. В. Восстановление фазовой и амплитудной составляющих дифракционного поля, рассеянного мелкоструктурным объектом, из голограммы без опорного пучка // Изв. РАН. Сер. физическая. 1992. Т. 56, № 4. С. 205–211.
3. Пат. РФ 2 130 641 С1. МПК 6 G06F 13/00, G09C 1/00, H04L 9/00. Способ и устройство защиты информации от несанкционированного доступа / В. И. Божич, М. Д. Скубилин, О. Б. Спиридонов (РФ). Опубл. 20.05.1999.
4. Свид. об офиц. рег. программ для ЭВМ РФ 2000610440. Программа диверсификации/репликации информации / А. В. Письменов, Д. А. Письменов, М. Д. Скубилин, О. Б. Спиридонов. Опубл. 29.05.2000.
5. Свид. об офиц. рег. программ для ЭВМ РФ 2008611950. Программа камуфляжа видеoinформации / С. С. Паничкин, А. В. Насонов, А. В. Письменов, М. Д. Скубилин / Опубл. 18.04.2008.

M. D. Skubilin

Technological institute of the South federal university (Taganrog)

Method of graphic information camouflage

A way to protect the graphic information from unauthorized access into electronic communication channels is described. For this purpose a file is divided into a number of varied in volume blocks and each block with the sender shall offset pixels, controlled by a key, and at the side of authorized recipient the offset provide in reverse direction.

Image destruction/reconstruction, keys, pixels, pixel shift on the key

Статья поступила в редакцию 15 декабря 2008 г.



Радиолокация и радионавигация

УДК 621.391, 621.396, 621.369

В. А. Пахотин, В. А. Бессонов, А. А. Власов

Российский государственный университет им. И. Канта

К. В. Власова

Балтийская государственная академия

Разрешение целей по азимуту в системах локации

Представлен новый метод обработки информации в системах локации, основанный на положениях теории оптимального приема. В качестве принятого сообщения используется зависимость напряжения на выходе локационного приемника от угла сканирования диаграммой направленности антенной системы. Приведены теоретические положения и результаты предварительных модельных расчетов. Показана возможность увеличения азимутального разрешения двух целей без изменения пространственной базы сигнала.

Угловое преобразование Фурье, апертура антенной системы, функция правдоподобия, разрешение по азимуту

В настоящее время для решения задачи разрешения целей в локации используется классический (релеевский) подход. Он основан на анализе функции неопределенности [1], [2] и широко известен в частотной и угловой спектроскопии, в оптике, в локации, в астрономии. В этом подходе основным ограничением разрешающей способности является известное в радиотехнике соотношение неопределенности, определяющее размер сечения функции неопределенности. Однако классический подход к решению задачи разрешения подобных сигналов является оптимальным лишь при равном нулю коэффициенте корреляции между разрешаемыми сигналами, т. е. при ортогональных сигналах.

Теория оптимального приема, в частности метод максимального правдоподобия, позволяют развить другой подход к решению задачи разрешения подобных сигналов. Он основан на анализе поверхности функционала правдоподобия (ФП), представленного в многомерном пространстве азимутов. При этом азимуты всех целей оцениваются по единственному глобальному минимуму ФП, а классического понятия о разрешающей способности не требуется. Разрешение целей по азимуту определяется в основном отношением "сигнал/шум", причем при бесконечно большом отношении можно разрешать сколь угодно близко расположенные цели.

В настоящее время положения теории оптимального приема используются преимущественно в приложении к временным сообщениям (к временным выборкам данных) [1], [2]. При этом сигналом является зависимость напряжения от времени. Однако положения теории оптимального приема можно применять и к результату, полученному при предварительной линейной обработке информации: к частотному спектру сигнала, к его корреляционной функции, к азимутальному и к угломестному спектрам. В этих случаях сигналом будут являться частотный спектр одиночного радиоимпульса, корреляционная функция одиночного радиоимпульса, азимутальный или угломестный спектр одиночной плоской волны соответственно. Такой подход наряду с временным и физическим пространствами предопределяет введение частотного, корреляционного и углового пространств, обработка информации в которых

производится методами теории оптимального приема. При этом привычные термины – "сигнал", "коэффициент корреляции", "энергия сигнала" – приобретают иной смысл.

Пилотной работой в данном направлении является работа [3], в которой была показана возможность применения положений теории оптимального приема в частотном пространстве при решении задачи разрешения подобных сигналов.

В настоящей статье введено азимутальное пространство, переход в которое осуществлен с помощью углового преобразования Фурье. В указанном пространстве решается задача разрешения целей по азимуту. Это новая возможность увеличения разрешения целей по азимуту без увеличения пространственной базы сигнала, т. е. апертуры антенной системы.

Пусть в точку приема приходит плоская отраженная от цели волна $\hat{E}(x)$ с азимутального направления α_0 . Запишем выражение для данной волны, учтя только азимутальную зависимость:

$$\hat{E}(x) = \hat{E}_0 \exp(-ik_0 x \sin \alpha_0), \quad (1)$$

где \hat{E}_0 – комплексная амплитуда плоской волны; $k_0 = 2\pi/\lambda$ – волновое число (λ – длина волны); x – координата вдоль горизонтального направления.

Применив угловое преобразование Фурье к выражению (1) и вычислив интеграл Фурье на прямоугольной площадке с размерами $a \times b$, получим азимутальный спектр плоской волны $\hat{U}(\alpha)$:

$$\hat{U}(\alpha) = \hat{E}_0 ab \frac{\sin[(\pi a/\lambda)(\sin \alpha - \sin \alpha_0)]}{(\pi a/\lambda)(\sin \alpha - \sin \alpha_0)}. \quad (2)$$

Данное выражение по форме совпадает с выражением, полученным при рассмотрении вопроса об излучении плоской площадки (раскрыв цилиндрической зеркальной антенны) с размерами $a \times b$ в предположении равномерного распределения амплитуды поля на этой площадке [4]. Оно определяет ненормированную диаграмму направленности цилиндрической зеркальной антенны. При нормировке выражения (2) на множитель $\hat{E}_0 ab$ оно определяет функцию неопределенности [1] и является основой для классического решения задачи разрешения подобных сигналов по азимуту. Первый минимум диаграммы направленности (2) определяет соотношение неопределенности

$$\sin \alpha - \sin \alpha_0 \geq \lambda/a, \quad (3)$$

ограничивающее разрешение целей по азимуту. Так, например при наличии M плоских волн (M целей в угловом секторе), они преобразуются в суперпозицию азимутальных спектров:

$$\hat{U}(\alpha) = \sum_{m=1}^M \hat{U}_{0m} f(\alpha, \alpha_m), \quad (4)$$

где $\hat{U}_{0m} = \hat{E}_{0m} ab$ – комплексная амплитуда m -й спектральной составляющей;

$$f(\alpha, \alpha_m) = \frac{\sin[(\pi a/\lambda)(\sin \alpha - \sin \alpha_m)]}{(\pi a/\lambda)(\sin \alpha - \sin \alpha_m)}$$

– азимутальная зависимость m -й спектральной составляющей; α_m – азимут m -й плоской волны.

При выполнении условия (3) для каждой пары составляющих спектра выражение (4) будет определять M максимумов при азимутах $\alpha = \alpha_m$, по которым оцениваются азимуты и комплексные амплитуды плоских волн. Если условие (3) не выполняется для какой-либо пары спектральных составляющих, то соответствующие максимумы сливаются и цели считаются неразрешимыми.

Рассмотрим новый подход к решению задачи разрешения целей по азимуту. Будем считать выражение (4) суперпозицией подобных сигналов в азимутальном пространстве. Для ясности изложения ограничимся случаем суперпозиции двух сигналов ($M = 2$). В этом случае принятое сообщение можно записать в виде

$$\hat{Y}(\alpha) = \hat{U}_{01}f(\alpha, \alpha_1) + \hat{U}_{02}f(\alpha, \alpha_2) + \hat{U}_{\text{ш}}(\alpha), \quad (5)$$

где $\hat{U}_{01}, \hat{U}_{02}$ – комплексные амплитуды сигналов, представленных в азимутальном пространстве; $f(\alpha, \alpha_1), f(\alpha, \alpha_2)$ – азимутальные зависимости сигналов с направлений α_1 и α_2 соответственно; $\hat{U}_{\text{ш}}(\alpha)$ – аддитивный гауссовский шум со средним значением, равным нулю, и дисперсией σ^2 .

Интервал корреляции шумовой составляющей $\tau_\alpha = \lambda/a$ определяется пространственным фильтром Фурье.

На основании выражения (5) запишем ФП:

$$\Delta(\hat{U}'_{01}, \hat{U}'_{02}, \alpha'_1, \alpha'_2) = \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} |\hat{Y}(\alpha) - \hat{U}'_{01}f(\alpha, \alpha'_1) - \hat{U}'_{02}f(\alpha, \alpha'_2)|^2 d\alpha, \quad (6)$$

где $\hat{U}'_{01}, \hat{U}'_{02}$ – оценочные значения амплитуд составляющих сигнала; α'_1, α'_2 – оценочные значения азимутов плоских волн.

Продифференцировав выражение (6) по оценочным амплитудам и приравняв дифференциалы к нулю, получим систему уравнений правдоподобия. Они дают следующие решения:

$$\begin{aligned} \hat{U}'_{01}(\alpha'_1, \alpha'_2) &= \frac{\overline{\hat{Y}(\alpha) f(\alpha, \alpha'_1)} - R(\alpha'_1, \alpha'_2) \overline{\hat{Y}(\alpha) f(\alpha, \alpha'_2)}}{f^2(\alpha, \alpha'_1) - R^2(\alpha'_1, \alpha'_2)}; \\ \hat{U}'_{02}(\alpha'_1, \alpha'_2) &= \frac{\overline{\hat{Y}(\alpha) f(\alpha, \alpha'_2)} - R(\alpha'_1, \alpha'_2) \overline{\hat{Y}(\alpha) f(\alpha, \alpha'_1)}}{f^2(\alpha, \alpha'_2) - R^2(\alpha'_1, \alpha'_2)}, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$R(\alpha'_1, \alpha'_2) = \frac{\overline{f(\alpha, \alpha'_1) f(\alpha, \alpha'_2)}}{\sqrt{f^2(\alpha, \alpha'_1) f^2(\alpha, \alpha'_2)}}$$

– коэффициент корреляции между сигналами в азимутальном пространстве; черта сверху означает интегрирование по азимуту α .

В этих выражениях значения оценочных азимутов α'_1, α'_2 произвольные. Подставив в выражение (6) выражения для $\hat{U}'_{01}(\alpha'_1, \alpha'_2)$ и $\hat{U}'_{02}(\alpha'_1, \alpha'_2)$ (7), получим выражение для ФП, зависящее только от оценочных значений азимутов¹. Квадрат функционала запишется в виде

$$\Delta(\alpha'_1, \alpha'_2) = \overline{|\hat{Y}(\alpha)|^2} - \hat{U}'_{01}(\alpha'_1, \alpha'_2) \overline{\hat{Y}^*(\alpha) f(\alpha, \alpha'_1)} - \hat{U}'_{02}(\alpha'_1, \alpha'_2) \overline{\hat{Y}^*(\alpha) f(\alpha, \alpha'_1)}, \quad (8)$$

где знак "*" обозначает комплексное сопряжение.

Полученное выражение определяет поверхность ФП в двумерном пространстве оценочных азимутов α'_1, α'_2 . Минимум этой поверхности фиксирует одновременно азимуты на первую и на вторую цели, а с учетом (7) – и амплитуды сигналов. Таким образом, задача оказывается решенной.

Если коэффициент корреляции $R(\alpha'_1, \alpha'_2)$ равен нулю, то выполняется условие (3) и решения, полученные на основе выражений (7) и (8), совпадают с классическими решениями. Однако если коэффициент корреляции не равен нулю, то решения определяются по минимуму поверхности ФП в пространстве оценочных азимутов. Решения, полученные на основе минимума функционала правдоподобия, являются несмещенными. Математические ожидания амплитуд $\hat{U}'_{01}(\alpha'_1, \alpha'_2)$ и $\hat{U}'_{02}(\alpha'_1, \alpha'_2)$ в выражениях (7) в точке поверхности функционала $\alpha'_1 = \alpha_1, \alpha'_2 = \alpha_2$ дают точные значения амплитуд:

$$M[\hat{U}'_{01}(\alpha_1, \alpha_2)] = \hat{U}_{01}, \quad M[\hat{U}'_{02}(\alpha_1, \alpha_2)] = \hat{U}_{02}.$$

Значение минимума ФП при $\alpha'_1 = \alpha_1, \alpha'_2 = \alpha_2$ и $\hat{U}'_{01}(\alpha_1, \alpha_2) = \hat{U}_{01}, \hat{U}'_{02}(\alpha_1, \alpha_2) = \hat{U}_{02}$ по определению (6) равно дисперсии шума σ^2 .

Покажем неоптимальность классического решения задачи разрешения целей по азимуту. Для этого принятому сообщению $\hat{Y}(\alpha)$, содержащему два сигнала, сопоставим в ФП (6) одиночный сигнал. В этом случае ФП запишется в виде

$$\Delta(\hat{U}'_0, \alpha'_0) = \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} |\hat{Y}(\alpha) - \hat{U}'_0 f(\alpha, \alpha'_0)|^2 d\alpha, \quad (9)$$

где U'_0 – оценка амплитуды сигнала; α'_0 – оценочный азимут плоской волны; $f(\alpha, \alpha'_0)$ – азимутальная зависимость сигнала.

Продифференцировав ФП (9) по амплитуде сигнала U'_0 и приравняв дифференциал к нулю, получим уравнение правдоподобия. Из этого уравнения найдем оценку амплитуды сигнала:

$$U'_0 = \frac{\overline{\hat{Y}(\alpha) f(\alpha, \alpha'_0)}}{f^2(\alpha, \alpha'_0)}. \quad (10)$$

¹ Математические выкладки не приводятся ввиду их громозкости.

Математическое ожидание от оценки амплитуды (10), например в точке $\alpha'_0 = \alpha_1$, составляет $M(\hat{U}'_0) = \hat{U}'_{01} + \hat{U}'_{02}R(\alpha_1, \alpha_2)$.

Это решение не смещено лишь при коэффициенте корреляции $R(\alpha_1, \alpha_2) = 0$. В области, где $R(\alpha_1, \alpha_2) \neq 0$, второй сигнал является помехой первому, и значение ФП будет отличным от дисперсии шума σ^2 и достаточно большим. Из этого следует, что значение ФП в минимуме является критерием, по которому можно оценивать количество сигналов, находящихся в азимутальной выборке данных. Если количество целей больше, чем предполагается, то значение ФП в минимуме будет значительным. Если же количество целей меньше, чем предполагается, то это значение определяется только дисперсией шума и будет существенно меньше, чем в первом случае.

Определим дисперсии оценочных амплитуд $\hat{U}'_{01}(\alpha'_1, \alpha'_2)$ и $\hat{U}'_{02}(\alpha'_1, \alpha'_2)$ в точке максимума функции правдоподобия при значениях $\alpha'_1 = \alpha_1$, $\alpha'_2 = \alpha_2$. Для этого запишем логарифм функции правдоподобия:

$$\ln[L(\hat{U}'_{01}, \hat{U}'_{02})] = -\frac{1}{2\sigma^2\tau_\alpha} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} |\hat{Y}(\alpha) - \hat{U}'_{01}f(\alpha, \alpha'_1) - \hat{U}'_{02}f(\alpha, \alpha'_2)|^2 d\alpha.$$

Дважды продифференцировав логарифм функции правдоподобия по амплитудам сигнала, получим элементы информационной матрицы Фишера:

$$J_{11} = \frac{1}{\sigma^2\tau_\alpha} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f^2(\alpha, \alpha_1) d\alpha; \quad J_{22} = \frac{1}{\sigma^2\tau_\alpha} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f^2(\alpha, \alpha_2) d\alpha;$$

$$J_{12} = J_{21} = \frac{1}{\sigma^2\tau_\alpha} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f(\alpha, \alpha_1)f(\alpha, \alpha_2) d\alpha.$$

Матрица, обратная информационной матрице Фишера, определяет дисперсии Рао-Крамера для амплитуд сигналов D_{U_1} , D_{U_2} , содержащихся в принятом сообщении:

$$D_{U_1} = D_{U_2} = \frac{\sigma^2\tau_\alpha}{1 - R^2(\alpha_1, \alpha_2) \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f^2(\alpha, \alpha_1) d\alpha} = \frac{\sigma^2}{[1 - R^2(\alpha_1, \alpha_2)]A}, \quad (11)$$

где A – среднее значение функции под интегралом на интервале $\Delta\alpha = \tau_\alpha$.

При выводе (11) учтено, что

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} f^2(\alpha, \alpha_1) d\alpha = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} f^2(\alpha, \alpha_2) d\alpha, \quad \text{причем } f = A\Delta\alpha = A\tau_\alpha.$$

Согласно выражению (11) минимальная дисперсия соответствует нулевому значению коэффициента корреляции между сигналами в азимутальном пространстве. Однако

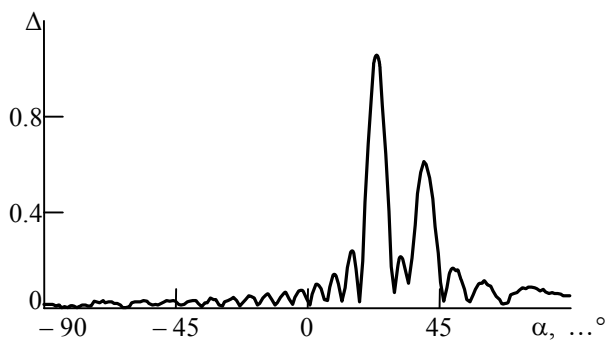


Рис. 1

при малом значении дисперсии шума (большое отношение "сигнал/шум") разрешение целей возможно и при значениях

$$R(\alpha_1, \alpha_2) = \sqrt{(1 - \sigma^2)/A} \neq 0.$$

Например при типичном отношении "сигнал/шум", равном 20 дБ, коэффициент корреляции между сигналами будет равен 0.98. Это означает, что при приеме двух целей, близких по азимуту настолько, что

их диаграммы направленности перекрываются на 98%, они могут быть разрешены.

Рассмотрим результаты модельных расчетов. В качестве модели сигналов использовался азимутальный спектр, полученный при сканировании диаграммой направленности цилиндрического параболического зеркала антенной системы (7). Для оценок азимутов плоских волн, отраженных от целей, использовался перебор по азимутам α'_1, α'_2 на площадке с размерами $-\pi/2, \pi/2$ с дискретностью 1° . В результате перебора значений α'_1, α'_2 получена поверхность ФП $\Delta(\alpha'_1, \alpha'_2)$, минимум которого определил решение $\alpha'_1, \alpha'_2, \hat{U}'_{01}, \hat{U}'_{02}$. На рис. 1 приведен результат сканирования диаграммой направленности приемной параболической антенной системы в пределах $\pm \pi/2$ при приеме двух плоских волн с азимутами $\alpha_1 = 24^\circ$ и $\alpha_2 = 40^\circ$.

Антенной системой они преобразовывались в суперпозицию двух азимутальных спектров, порождаемых сигналами с амплитудами $U_1 = 1, U_2 = 0.5$ и начальными фазами $\varphi_1 = 0^\circ, \varphi_2 = 30^\circ$. Коэффициент корреляции между сигналами при таких азимутах равен нулю, и, значит, возможно классическое решение задачи разделения двух целей по азимуту по двум не перекрывающимся максимумам.

Решение новым методом удобно находить по максимуму функционала $\Delta_1(\alpha'_1, \alpha'_2) = 1/\Delta(\alpha'_1, \alpha'_2)$ (рис. 2), обратного ФП, поскольку максимум функционала фиксируется точнее, чем минимум.

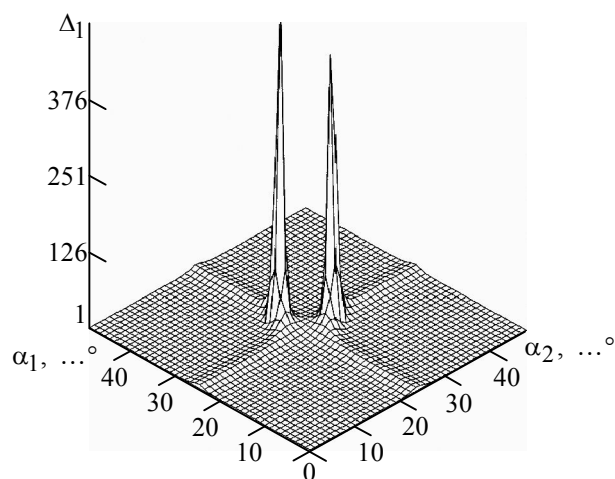


Рис. 2

Так, на рис. 2 представлена поверхность обратного функционала при приеме двух волн с азимутами $\alpha_1 = 24^\circ$ и $\alpha_2 = 30^\circ$. На рисунке отмечаются два максимума, один из которых является зеркальным.

Первый максимум дает решение α'_1, α'_2 . Второй (зеркальный) максимум дает решение α'_2, α'_1 . Таким образом, принимая во внимание один из максимумов, можно получить сразу два азимутальных направ-

ления на цели. Наличие зеркального максимума позволяет ввести новое представление об азимутальном разрешении, связанное со сближением зеркального и истинного максимумов при сближении двух целей по азимуту. Предел разрешения достигается при сливании двух максимумов. Этот момент зависит как от различия в азимутах целей, так и от ширины основных максимумов, определяемых отношением "сигнал/шум". В пределе, когда это отношение стремится к бесконечности, ширина оснований максимумов Δ_1 стремятся к нулю, и максимумы превращаются в две δ -функции. Таким образом, в новом методе расчета разрешение зависит от отношения "сигнал/шум" и не связано с размером антенной системы.

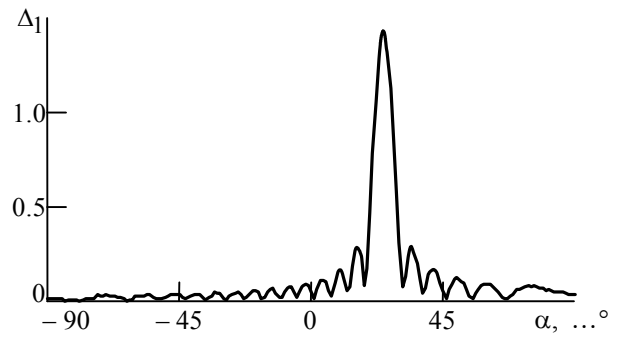


Рис. 3

Если азимуты двух плоских волн сблизить ($\alpha_1 = 24^\circ$, $\alpha_2 = 26^\circ$, коэффициент корреляции равен 0.844), то диаграммы направленности сольются и классическими методами разрешить две цели станет невозможно (рис. 3). Однако представленный в статье метод позволяет и в этом случае решить задачу разрешения двух целей по азимуту. На рис. 4 представлена поверхность обратного функционала для такого случая. На рисунке различимы основной и зеркальный максимумы. По основному максимуму получены оценочные данные: $\alpha'_1 = 24^\circ$, $\alpha'_2 = 26^\circ$ и $U'_{01} = 1.0045$, $U'_{02} = 0.495$. Они достаточно хорошо соответствуют модельными данным: $\alpha_1 = 24^\circ$, $\alpha_2 = 26^\circ$ и $U_{01} = 1.0$, $U_{02} = 0.5$. Хорошее соответствие модельных и оценочных данных объясняется высоким отношением "сигнал/шум" (30 дБ). В этом случае значение обратного функционала в максимуме равно 1690. Если отношение "сигнал/шум" уменьшить до 16 дБ, то значение обратного функционала в максимуме будет равно 46. Поверхность обратного функционала для данного случая показана на рис. 5.

Таким образом, результаты модельных расчетов показали возможность улучшения разрешения двух целей по азимуту без увеличения пространственной базы сигнала.

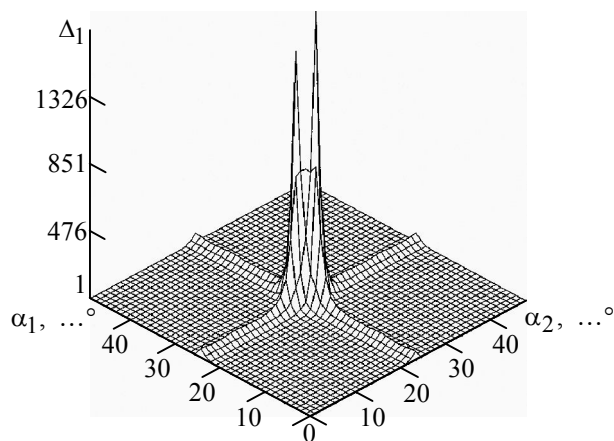


Рис. 4

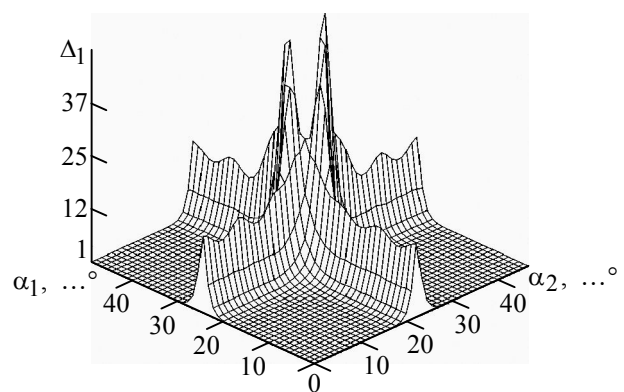


Рис. 5

| Отношение "сигнал/шум", дБ | Параметры | | | |
|-------------------------------|-------------------------|-------------------------|-------|-------|
| | α_1, \dots° | α_2, \dots° | U_1 | U_2 |
| 35 | 26 | 24 | 1.002 | 0.49 |
| 29 | 26 | 24 | 1.004 | 0.48 |
| 20 | 26 | 24 | 0.93 | 0.65 |
| 15 | 26 | 23 | 0.95 | 0.6 |
| 13 | 26 | 23 | 0.97 | 0.58 |
| | Модельные значения | | | |
| | 26 | 24 | 1 | 0.5 |

Зависимость оценочных параметров сигнала от отношения "сигнал/шум" представлена в таблице. В последней строке указаны модельные значения. Полуширина диаграммы направленности равна 6° . Различие азимутов на цели настолько мало, что классический метод обработки не может разделить эти две цели. В расчетах по новой

методике получено уверенное различие целей при уменьшении отношения "сигнал/шум" от 35 до 13 дБ. Азимут первой цели при этом определялся точно, азимут второй цели при малых значениях отношения "сигнал/шум" отклонялся на 1° . Оценки амплитуд сигналов отличались от модельных значений незначительно.

В настоящей статье представлен новый метод решения задачи разрешения целей по азимуту, основанный на положениях теории оптимального приема, примененных к сигналам в азимутальном пространстве. Азимутальное пространство создается за счет сканирования диаграммой направленности в азимутальном секторе. Сигналом является спектр плоской волны. Разрешающая способность определяется ФП, а не функцией неопределенности, как в классическом подходе. Она зависит от отношения "сигнал/шум" и не связана непосредственно с пространственной базой сигнала. Проведенные модельные расчеты показали возможность увеличения разрешения целей по азимуту при обработке информации представленным методом.

Список литературы

1. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие для вузов. М.: Радиотехника, 2003. 400 с.
2. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
3. Решение задачи оценки параметров сигнала в частотном пространстве / Е. В. Книхута, В. А. Пахотин, С. С. Будник, А. А. Ржанов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 2. С. 19–29.
4. Драбкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1974. 536 с.

V. A. Pahotin, S. V. Molostova, A. A. Vlasov
 Russian state university n. a. I. Kant
 K. V. Vlasova
 Baltic state academy of fishery fleet

The permission of the purposes on an azimuth in location systems

New method of processing of the information in location systems is presented. It is based on positions of the theory of optimum reception. As the accepted message dependence of pressure on an exit radar-tracking the receiver from a corner of scanning is used by the diagramme of antenna system orientation. Theoretical positions and results of preliminary modeling calculations are resulted. Possibility of increase in the azimuthally permission of two purposes without change of spatial base of a signal is shown.

Angular Fourier transform, antenna system aperture, likelihood function, azimuth resolution

Статья поступила в редакцию 20 октября 2009 г.

УДК 621.396.96.06

А. Ю. Андреев

Центральный научно-исследовательский институт им. акад. А. Н. Крылова

М. А. Бородин, В. В. Леонтьев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Модели флуктуаций эффективной площади рассеяния знаков навигационного ограждения в радиолокационном тренажере

Представлена методика моделирования флуктуаций эффективной площади рассеяния знаков навигационного ограждения в радиолокационном тренажере. Проведено сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными.

Радиолокация, моделирование, радиолокационный отражатель, эффективная площадь рассеяния, радиолокационный тренажер

Резкое увеличение интенсивности судоходства (в особенности, при проходе проливов и на подходах к портам), появление все более крупных и быстроходных транспортных судов, перевозящих огромные объемы экологически вредных и опасных для окружающей среды веществ, выдвигают на одно из первых мест задачу обеспечения безопасности плавания [1]. Анализ аварий судов (столкновений, посадок на мель, ударов о рифы и т. д.) показывает, что причиной все большего числа чрезвычайных событий на море является так называемый человеческий фактор, когда при управлении различными сложными объектами фатальные ошибки допускает обслуживающий такие объекты персонал. С одной стороны, это связано с недоверием судоводителей к современным информационным техническим системам и с неумением правильно использовать их данные, а с другой – с излишне опасным доверием к данным этих систем при плавании в неблагоприятных условиях и осуществлении маневрирования при расхождении судов. Среди различных радиоэлектронных навигационных средств в Международной конвенции по охране человеческой жизни на море 1974 г. (СОЛАС-74) большое внимание уделяется судовым навигационным радиолокационным станциям (РЛС) и средствам автоматической радиолокационной прокладки (САРП). В соответствии с требованиями конвенции СОЛАС штурманский состав, капитаны и лоцманы судов должны проходить обучение на тренажерных комплексах. Одним из основных элементов таких комплексов является радиолокационный тренажер (РЛТ) [2]–[4], имитирующий работу и органы управления реальных РЛС и САРП.

Главным требованием, предъявляемым к РЛТ на протяжении многих лет, являлось обеспечение совпадения его сигналов с сигналами РЛС. В этом случае задача сводилась к моделированию процессов с заданными статистическими характеристиками. В настоящее время в РЛТ все чаще применяют программно-аппаратный принцип воспроизведения радиолокационной обстановки, когда в качестве аппаратных средств используются современные средства вычислительной техники, а программное обеспечение реализует различного рода алгоритмы [5] и имитационные модели [6]. В значительной мере такому подходу способствовало интенсивное развитие методов машинной графики, позволяющих получить на

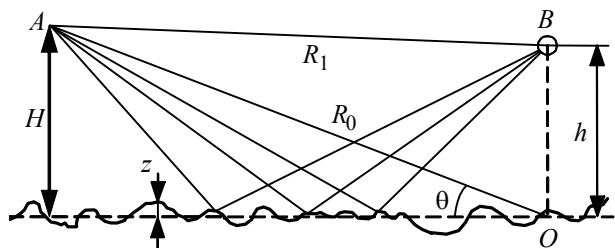


Рис. 1

экране монитора изображения, схожие с изображениями радиолокационной обстановки на экране реальной РЛС. Однако использование методов машинной графики без учета закономерностей работы реальной РЛС может создать такие условия, при которых получаемое радиолокационное изображение (при кажущейся его схожести

с реальным изображением РЛС) будет неверно моделировать ее работу. Например, могут быть искажены дальности обнаружения целей, нарушены закономерности изменения радиолокационных изображений при воздействии оператора на органы управления РЛС и т. д.

В соответствии с новыми требованиями Международной морской организации (International mariner organization – ИМО) ставится задача моделирования не только сигналов, но и самих радиолокационных сцен, соответствующих акваториям конкретных реальных портов, проливов и т. д. Это требует разработки новых математических моделей, устанавливающих взаимосвязи между параметрами РЛС, объектами радиолокационных сцен, условиями их наблюдения, с одной стороны, и параметрами и характеристиками моделируемых сигналов – с другой.

В нормативных документах ИМО, регламентирующих требования как к РЛС, так и к радиолокационным тренажерам, существенное внимание уделяется обнаружению и, соответственно, моделированию знаков навигационного ограждения.

Цель настоящей статьи – предложить методику моделирования флуктуаций эффективной площади рассеяния (ЭПР) знаков навигационного ограждения в радиолокационном тренажере.

Геометрия задачи представлена на рис. 1. Будем считать, что антенна РЛС расположена в точке A на высоте H над уровнем моря, а знак навигационного ограждения – в точке B на высоте h. Изменения ординат z морских волн описываются гауссовским случайным процессом с нулевым математическим ожиданием ($\bar{z} = 0$) и среднеквадратическим отклонением σ_z . Для представления энергетического спектра морского волнения использована формула Пирсона–Московитца:

$$W(k_w) = \begin{cases} (\zeta/2k_w^3) \exp(-\beta g^2/k_w^2 v^4), & k_w \geq 0; \\ 0, & k_w < 0, \end{cases}$$

где k_w – пространственное волновое число; $\zeta = 8.10 \cdot 10^{-3}$; $\beta = 0.74$; $g = 9.81 \text{ м/с}^2$; v – скорость ветра на высоте 19.5 м.

В связи с тем, что диаграммы вторичного излучения знаков навигационного ограждения практически равномерны, для описания их рассеивающих свойств использована модель точечного изотропного отражателя.

В соответствии с четырехлучевой моделью распространения радиоволн вблизи границы раздела "воздух – взволнованная морская поверхность" [6] флуктуации ЭПР знака навигационного ограждения во времени t представим в виде

$$\sigma(t) = \sigma_0 \left| \exp(-i2kh \sin \theta) + \Gamma^2(t) \exp(i2kh \sin \theta) + 2\Gamma(t) \right|^2, \quad (1)$$

где σ_0 – ЭПР точечного отражателя в свободном пространстве; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число (λ – длина электромагнитной волны в воздухе); $\Gamma(t)$ – комплексный коэффициент отражения электромагнитных волн статистически шероховатой поверхностью моря.

Для судовых навигационных РЛС, работающих в сантиметровом диапазоне длин волн, характерны следующие соотношения параметров: $R_0, R_1 \gg h$, $h \gg \lambda$, $\alpha = (\sigma_z/\lambda) \sin \theta \ll 1$.

Параметр α с точностью до постоянного множителя 4π совпадает с параметром Релея $2k\sigma_z \sin \theta$. При указанном соотношении параметров в отраженном от статистически шероховатой морской поверхности электромагнитном поле выделяют когерентную и случайную (или некогерентную) составляющие. Тогда комплексный коэффициент отражения электромагнитных волн статистически шероховатой поверхностью моря $\Gamma(t)$ можно представить в виде суммы когерентного $\Gamma_K(t)$ и некогерентного $\Gamma_H(t)$ коэффициентов отражения:

$$\Gamma(t) = \Gamma_K(t) + \Gamma_H(t). \quad (2)$$

Математические модели когерентного и некогерентного коэффициентов отражения описаны в работах [7] и [8].

Результаты математического моделирования флуктуаций во времени ЭПР знака навигационного ограждения представлены на рис. 2. Кривые представляют выборочные реализации, полученные с помощью выражений (1) и (2).

Геометрические и электродинамические параметры модели выбраны с учетом соответствующих параметров экспериментального макета, что позволяет производить сравне-

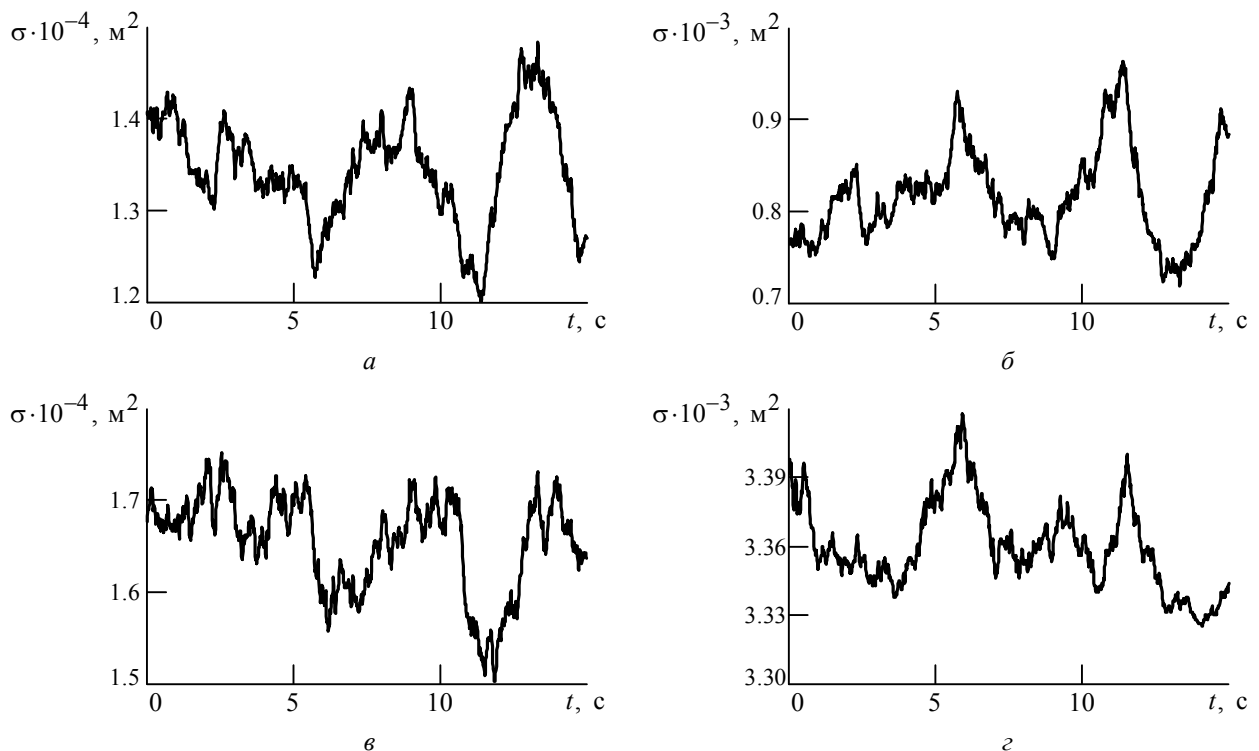


Рис. 2

ние результатов моделирования с данными натурных измерений. При расчете принято, что ЭПР знака навигационного ограждения в свободном пространстве $\sigma_0 = 1055 \text{ м}^2$. Такому ЭПР имел трехгранный уголкового отражатель с квадратными гранями с ребром 410 мм, используемый в экспериментальных измерениях. Расстояние от РЛС до знака 3 км. Высота антенны РЛС над уровнем моря $H = 15 \text{ м}$, угол скольжения $\theta = 0.29^\circ$. Поляризация РЛС – горизонтальная, длина волны электромагнитного поля $\lambda = 3.18 \text{ см}$. Среднеквадратическое отклонение ординат морских волн $\sigma_z = 0.15 \text{ м}$.

При моделировании зависимостей ЭПР от времени (см. рис. 2) высота знака навигационного ограждения принимала дискретные значения, характерные для реальных условий наблюдения. Высота 1.7 м (рис. 2, а) соответствует знаку, ограждающему фарватер канала; высота 2.6 м (рис. 2, б) – морскому бую с установленным на нем уголкового отражателем; высоты 4.8 м (рис. 2, в) и 5.6 м (рис. 2, г) – береговым знакам.

Анализ кривых на рис. 2 показывает, что при прочих равных условиях высота знака существенно влияет на его фактическую (с учетом влияния подстилающей поверхности) ЭПР. Если известны остальные параметры задачи (например, при движении по фарватеру), можно подобрать оптимальные высоты знаков навигационного ограждения с точки зрения максимизации их ЭПР и, соответственно, увеличения дальности обнаружения.

Гистограммы ЭПР знака, построенные по 1500 отсчетов флуктуаций, приведены на рис. 3, а–г. Высоты знаков для рис. 3, а–г соответствуют высотам на рис. 2, а–г.

Для проверки достоверности разработанной математической модели проведено сопоставление данных, полученных с помощью выражения (1), с данными экспериментальных измерений в реальных условиях, когда трасса распространения электромагнитных волн пролегает

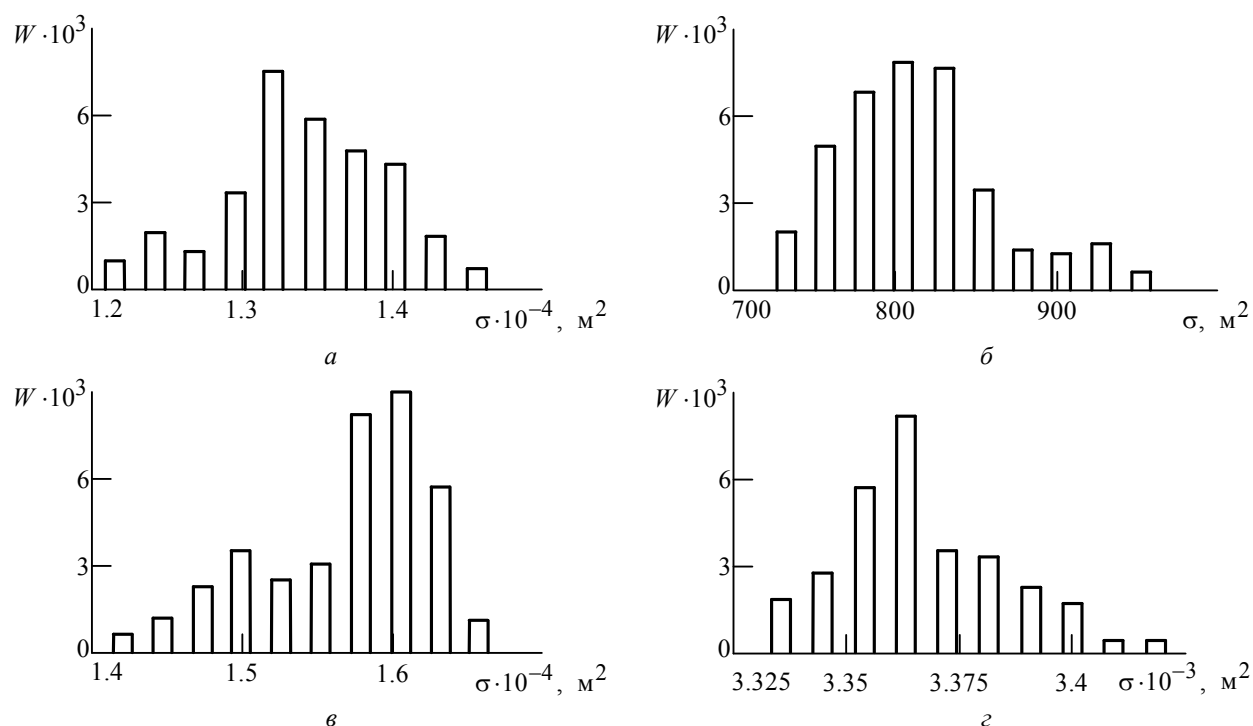


Рис. 3

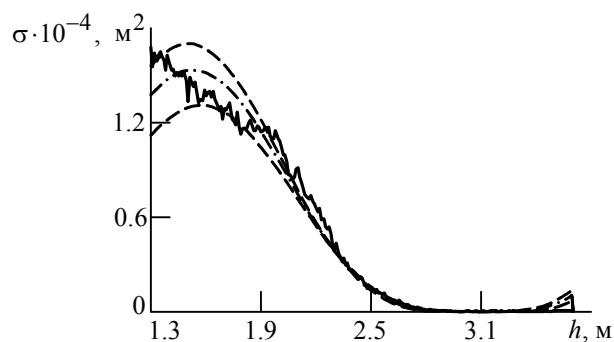


Рис. 4

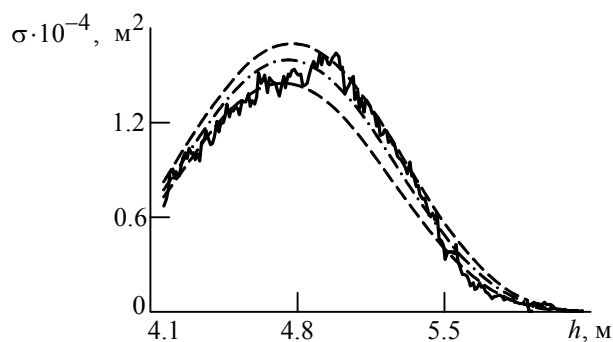


Рис. 5

вблизи взволнованной морской поверхности. При моделировании входящих в формулу (2) когерентного и некогерентного коэффициентов отражения электромагнитных волн статистически шероховатой поверхностью моря использованы методики, описанные в работах [7] и [8].

С целью всестороннего учета влияния многолучевых механизмов распространения радиоволн в приводном канале на ЭПР знака навигационного ограждения сравнение указанных данных выполнено для случая изменения его высоты h над уровнем моря.

Результаты сравнения данных моделирования флуктуаций ЭПР знака с экспериментальными данными иллюстрируют рис. 4 и 5.

В натуральных условиях уголкового отражателя перемещался по высоте от 1.3 до 3.6 м (рис. 4) и от 4.15 до 6.25 м (рис. 5), поэтому моделирование изменения ЭПР знака выполнено также для указанных высот.

Сплошной линией на рис. 4 и 5 представлены выборочные реализации ЭПР, полученные экспериментально. Штрихпунктирная линия соответствует средней ЭПР как для экспериментальных измерений, так и для моделирования. Две штриховые линии ограничивают область изменения ЭПР знака при моделировании, доверительная вероятность попадания данных в которую по совокупности реализаций составила 95%. Очевидно, что данные моделирования находятся в согласии с экспериментальными данными.

Таким образом, представлена методика моделирования флуктуаций ЭПР знаков навигационного ограждения в радиолокационном тренажере, позволяющая учитывать многолучевой характер распространения электромагнитных волн на границе раздела "воздух – взволнованная морская поверхность". Сравнение данных, полученных моделированием, с данными экспериментальных измерений в натуральных условиях показало их хорошее совпадение, что подтверждает адекватность предложенных математических моделей.

Список литературы

1. Андреев А. Ю., Леонтьев В. В. Радиолокационные отражатели и безопасность на море // Судостроение за рубежом. 1991. № 9. С. 40–53.
2. Леонтьев В. В. Применение радиолокационных тренажеров для обеспечения экологической безопасности судоходства // Промышленная экология-97: докл. науч.-практ. конф. Санкт-Петербург, 12–14 нояб. 1997 г. С. 378–380. (Первый междунар. промышл. конгресс в рамках программы выставок "Промэкспо-97" и "Энергетика и электротехника-97".)
3. Леонтьев В. В., Паутов В. В. Радиолокационные тренажеры и безопасность судоходства // Новое в экологии и безопасности жизнедеятельности: сб. докл. и тез. докл. Санкт-Петербург, 20–22 мая 1997 г. / МЦЭНТ. СПб., 1997. Т.3. С. 81–84. (II Всерос. науч.-практ. конф. с междунар. участием.)
4. Бородин М. А., Леонтьев В. В. Радиолокационные тренажеры и обеспечение безопасности судоходства // Научно-технические и инновационные технологии в решении проблем прогнозирования и предотвращения

чрезвычайных ситуаций и их последствий: мат-лы науч.-практ. конф. Санкт-Петербург, 14–15 нояб. 2008 г. С. 76–80. (Цели развития тысячелетия и инновационные принципы устойчивого развития арктических регионов России: Всерос. конгресс.)

5. Леонтьев В. В., Виноградов В. А., Паутов В. В. Моделирование эхо-сигналов судовых радиолокационных станций // Судостроение. 1997. № 5. С. 52–54.

6. Леонтьев В. В., Виноградов В. А., Паутов В. В. Моделирование процесса отражения сантиметровых радиоволн объектом, расположенным вблизи взволнованной морской поверхности // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44. № 12. С. 1441–1444.

7. Бородин М. А., Леонтьев В. В. Когерентное поле, рассеянное шероховатой поверхностью в зеркальном направлении при скользких углах облучения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 5. С. 64–70.

8. Леонтьев В. В. Феноменологическая теория рассеяния радиоволн морскими объектами. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2006. 216 с.

A. Yu. Andreev

Krylov shipbuilding research institute

M. A. Borodin, V. V. Leontyev

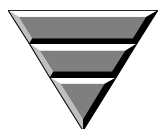
Saint Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Navigation reflector RCS fluctuations modeling in radar simulator

The model of navigation reflector radar cross section fluctuation for radar simulator is presented. The modeled data compared with results of experiment in nature environment.

Radiolocation, modeling, radar reflector, radar cross section, radar simulator

Статья поступила в редакцию 11 ноября 2009 г.



Редакционный отдел

Наши авторы

Андреев Александр Юрьевич

Начальник сектора Центрального научно-исследовательского института им. акад. А. Н. Крылова. Окончил Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина по специальности "Радиофизика" (1979). Автор 28 научных работ. Сфера научных интересов – распространение и рассеяние радиоволн.

Тел. 8(812)7236741. E-mail andre-alex@yandex.ru

Аньчков Максим Геннадьевич

Студент пятого курса Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Член IEEE. Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – разработка программного обеспечения в области радиоэлектроники, микроэлектроники, а также для телекоммуникационных систем.

Тел. 8(812)3464832. E-mail qwer.neo@mail.ru

Бессонов Владимир Александрович

Кандидат физико-математических наук (1994), доцент (2001) кафедры прикладной физики Российского государственного университета им. И. Канта. Автор 70 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика; распространение радиоволн; антенные системы.

Тел. 8(4012)465502. E-mail: VBessonov@kantiana.ru

Богачев Михаил Игоревич

Кандидат технических наук (2006), научный сотрудник кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 33 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая обработка сигналов, порождаемых сложными техническими и физиологическими системами; моделирование нелинейных систем.

Тел. 8(812)3462859. E-mail rogex@yandex.ru

Бородин Михаил Анатольевич

Аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре радиотехнических систем. Окончил СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по специальности "Радиотехника" (2007). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – распространение и рассеяние радиоволн.

Тел. 8(812)2340596. E-mail boroda84@gmail.com

Власов Антон Алексеевич

Системный администратор фирмы "РЕНАУ", соискатель Российского государственного университета (РГУ) им. И. Канта по кафедре прикладной физики. Окончил РГУ (2004) по специальности "Радиофизика". Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – теория и практика обработки радиофизической информации; цифровые методы теории оптимального приема.

Тел. 8(4012)573482. E-mail: PARAD_2000@rambler.ru

Власова Ксения Валерьевна

Кандидат физико-математических наук (2007), доцент кафедры теоретической радиотехники Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота. Автор 16 научных работ. Сфера научных интересов – теория и практика обработки информации в радиолокации; применение цифровых методов теории оптимального приема в локационных системах.

Тел. 8(4012)465064. E-mail: p_ksenia@mail.ru

Зайченко Кирилл Вадимович

Доктор технических наук (1990), профессор (1991), заведующий кафедрой медицинской радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектроника; обработка радиолокационных сигналов; фундаментальные и прикладные исследования в области биофизики, электрофизиологии и биоинженерии, раскрывающие природу, структуру и свойства биоэлектрической активности живых систем.

Тел. 8(812)4947024. E-mail: kvz_k41@aanet.ru

Зубакин Игорь Александрович

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2007), аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре телевидения и видеотехники. Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – теория связи.

Тел.: 8(911)9731247. E-mail: zubakin_@mail.ru

Зяблицкий Александр Валерьевич

Аспирант Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения (СПбГУАП) по кафедре медицинской радиоэлектроники. Окончил СПбГУАП (2006) по специальности "Радиоэлектронные системы", Санкт-Петербургский медико-технический институт (2006) по специальности "Биотехнические и медицинские аппараты и системы". Автор десяти научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, цифровые процессорные системы.

Тел. 8(921)9139077. E-mail: zjaba2003@mail.ru

Иванов Сергей Владимирович

Преподаватель кафедры физического воспитания и спорта Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Член IEEE (2007). Окончил СПбГЭТУ (1997) по специальности "Биотехнические и медицинские аппараты и системы". Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – использование теории игр и статистических решений в биомедицинских и телекоммуникационных системах; вопросы авторского права.

Тел. 8(812)3464832. E-mail yivanov1@rambler.ru

Леонтьев Виктор Валентинович

Доктор технических наук (2000), профессор (2003) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика; распространение и рассеяние радиоволн.

Тел. 8(812)2340596. E-mail strady@inbox.ru

Леухин Анатолий Николаевич

Доктор физико-математических наук (2005), профессор кафедры информатики и системного программирования Марийского государственного технического университета, лауреат Государственной премии Республики Мари Эл в области науки и техники (2001). Автор более 170 научных работ. Сфера научных интересов – теория сигналов; криптография; цифровая обработка сигналов и изображений; распознавание образов.

Тел. 8(8362)686020. E-mail: leukhinan@list.ru

Малов Алексей Викторович

Аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре вычислительной техники. Окончил СПбГЭТУ (2007) по специальности "Вычислительные машины, комплексы, системы и сети". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – телекоммуникации; вычислительные системы.

Тел. 8(812)2342503. E-mail: Aleksey.Malov@at-software.com

Назаров Дмитрий Алексеевич

Аспирант Марийского государственного технического университета (МарГТУ) по кафедре информатики и системного программирования. Окончил МарГТУ (2009) по специальности "Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем". Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – теория сложных сигналов; цифровая обработка сигналов; криптография; помехоустойчивое кодирование.

Тел. 8(8362)686020. E-mail cobehok.ru@gmail.com

Пахотин Валерий Анатольевич

Доктор физико-математических наук (1985), профессор (1988) кафедры прикладной физики Российского государственного университета им. И. Канта. Автор 160 научных работ. Сфера научных интересов – распространение радиоволн и теория обработки сигналов. Тел. 8(4012)465064. E-mail: VPakhotin@kantiana.ru

Скубилин Михаил Демьянович

Кандидат технических наук (1981), доцент (1989) кафедры систем автоматического управления Технологического института Южного федерального университета в г. Таганроге, заслуженный изобретатель РФ (1994). Автор более 600 научных работ. Сфера научных интересов – техническая кибернетика. Тел. 8(8634)371689. E-mail: scubilin@hotmail.ru

Фахми Шакиб Субхиевич

Кандидат технических наук (1993), доцент (2000) кафедры систем автоматизированного проектирования Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 70 научных трудов. Сфера научных интересов – системы автоматизированного проектирования методов и устройств компьютерной обработки и передачи видеoinформации. Тел. 8(812)2343675. E-mail: shakeebf@mail.ru

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Ивестия вузов России. Радиоэлектроника"

Верстка журнала осуществляется с электронных копий. Используется компьютерная обработка штриховых и полутоновых (в градациях серого) рисунков. Журнал изготавливается по технологии офсетной печати.

В редакционный совет журнала "Ивестия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию (дискета либо CD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии не освобождает от его представления отдельным файлом;
- аннотацию на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- справку об авторах и ее электронную копию (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Правила оформления текста

- Подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word.
- Применение полужирного и курсивного шрифтов, а также подчеркивания, допустимо при крайней необходимости.
- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или в редакторе MathType.
- Начертание обозначений в формулах и основном тексте должны быть полностью идентично.
- Математические обозначения равенства, подобия, соотношений множеств и их элементов, логических функций и кванторов, знаки ' (штрих), ° (град), Ø, римские цифры, дефис, другие специальные знаки следует повторить простым карандашом на поле распечатки с текстовой расшифровкой.
- Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.
- Основной текст не может завершаться рисунком или таблицей.
- Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье.
- Распечатка подписывается всеми авторами.

Верстка текста

- Параметры страницы: поля: верхнее 3 см, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; верхний колонтитул 2 см, нижний колонтитул 2 см.
- Формат бумаги А4.
- Первая строка: УДК, шрифт Arial 12 pt, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 18 pt, "после" 6 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Перечень авторов, разделенный запятыми: инициалы перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел (не отрывать инициалы от фамилии); шрифт Arial 14 pt, жирный, курсив, выравнивание по правому краю, отступ слева 1 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 0 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Место работы авторов: шрифт Arial 12 pt, курсив, выравнивание по правому краю, отступ слева 1 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 0 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.
- После перечня авторов и организаций – название статьи: шрифт Arial 18 pt, выравнивание по левому краю, отступы слева 0.5 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 6 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Аннотация 3–7 строк, характеризующих содержание статьи: шрифт Times New Roman 10 pt, курсив, выравнивание по ширине, отступы слева и справа 1.5 см, первая строка отступ 0.7 см, интервалы "перед" и "после" 12 pt, межстрочный одинарный.
- Ключевые слова – 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми (в конце списка точка не ставится): шрифт Times New Roman 10 pt, жирный; регистр, "Как в предложениях",

выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 0 pt, "после" 6 pt, интервал межстрочный одинарный.

- Основной текст: шрифт Times New Roman 12 pt, выравнивание по ширине, первая строка отступ 1 см, интервал межстрочный "Множитель 1.2".
- Подстрочные ссылки используются постраничные; шрифт Times New Roman 10 pt, выравнивание по ширине, интервал межстрочный одинарный; имеют сквозную нумерацию в пределах статьи.
- Строка с текстом "Список литературы": шрифт Times New Roman 12 pt, выравнивание по центру, интервалы "перед" 12 pt, "после" 6 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Собственно список литературы: каждая ссылка с номером в отдельном абзаце, шрифт Times New Roman 10 pt, первая строка отступ 0.7 см, выравнивание по ширине, интервал межстрочный одинарный.
- Перечень авторов на английском языке, разделенный запятыми: инициалы перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел (не отрывать инициалы от фамилии), шрифт Arial 10 pt, жирный курсив, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 12 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.
- Место работы авторов на английском языке: шрифт Arial 10 pt, курсив, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 12 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.

Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.

- После перечня авторов и организаций – название статьи на английском языке: шрифт Arial 10 pt, жирный, регистр "Как в предложениях", выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 6 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.
- Аннотация на английском языке 3–7 строк, характеризующих содержание статьи: шрифт Times New Roman 10 pt, курсив, выравнивание по ширине, отступы слева 1.5 см, справа 1.5 см, первая строка отступ 0.7 см, интервалы "перед" и "после" 6 pt, межстрочный одинарный. Аннотация на английском языке должна быть переводом аннотации на русском языке, размещенной в заголовочной части статьи.
- Ключевые слова на английском языке – 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми (в конце списка точка не ставится): шрифт Times New Roman 10 pt, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 0 pt, "после" 6 pt, межстрочный одинарный.

Верстка формул

- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или редакторе MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.
- Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку, в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).
- Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю строки.
- Необходимо использовать следующие установки редактора формул: размеры: полный 12 pt, подстрочный 10 pt, под-подстрочный 9 pt, символ 18 pt, подсимвол 12 pt; стили: текст, функция, число – шрифт Times New Roman, вектор–матрица – шрифт Times New Roman, жирный, греческий малый, греческий большой, символ – шрифт Symbol, переменная – шрифт Times New Roman, курсив.
- При записи формул следует придерживаться следующих условий: латинские обозначения скалярных переменных вводятся стилем редактора "переменная", т. е. курсивом, все остальные обозначения скалярных переменных вводятся прямым шрифтом (стили греческий малый, греческий большой, символ – для греческого шрифта, текст – для остальных шрифтов); векторы вводятся стилем "вектор–матрица" – прямым полужирным (при обозначении вектора греческим шрифтом следует использовать стиль "другой" и указать жирное начертание вручную), функции вводятся стилем "функция", для индексов используется стиль "переменная" только в том случае, если они, в свою очередь, указывают на скалярные переменные, обозначенные латинским шрифтом, во всех остальных случаях для индексов используется стиль "текст".
- Цифры, скобки и знаки математических операций вводятся только прямым шрифтом.
- При работе в редакторе формул следует максимально использовать его возможности для ввода математических обозначений (в частности, при вводе скобок и знаков математических операций необходимо пользоваться шаблонами редактора, а не клавиатурой).
- Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы: после нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующим новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

- Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.). Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tif, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.).
- На рисунках должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный заголовок (например, "Рис. 3"). Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи. Нумерационный заголовок рисунка помещается под ним по его середине.
- Каждый рисунок вместе с номером должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).
- Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 8 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).
- Рисунок может содержать несколько полей, если приведенные на них данные имеют тематическую общность и примерно равные размеры; каждое поле помечается русской буквой в алфавитном порядке, обозначения размещаются под полем по его середине; последовательность полей должна совпадать с последовательностью их первого упоминания в тексте.
- Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или какого-либо его поля в тексте.
- Первая ссылка на рисунок производится, например, как рис. 3, последующие – как (см. рис. 3), применение скобок определяется требованиями орфографии.
- На рисунке следует приводить минимум текста и обозначений, обозначения размещать на линиях-выносках; каждый фрагмент текста давать в отдельном текстовом поле, при необходимости отключать у полей линии и заливку.
- Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1.25 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.75 pt.
- При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ)
- На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует давать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы.
- Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо цифровых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения.
- Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.
- Длины и размерность осей следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая из засечек должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.
- Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются шрифтами размером 10 pt с единичным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения полей и номер рисунка даются курсивом.
- При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры: полный 10 pt, подстрочный 8 pt, под-подстрочный 7 pt, символ 14 pt, подсимвол 10 pt.
- Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивом), как на рисунке, но с размером шрифта 12 pt.
- В распечатке рисунки могут быть вмонтированы в текст в ближайшем месте от ссылок на них либо место их размещения помечается на левом поле страницы в прямоугольной рамке.
- При невозможности представить электронные версии рисунков следует представить только твердые копии, обеспечивающие качественное воспроизведение после сканирования (графики – черной тушью на белой бумаге, фотографии – на матовой бумаге размером не менее 9×12 см, не более 21×30 см).

Верстка таблиц

- Текст в таблицах печатается через 1 интервал, шрифт Times New Roman, основной текст 10 pt, индексы 8 pt.
- Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы). Боковик может состоять из нескольких первых слева граф.

- Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце), предваряет тематический заголовок. Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылкам на рисунки. Нумерационный заголовок выравнивается по правому полю и выделяется светлым курсивом. Нумерация таблиц сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".
- Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то головка ее должна быть повторена на каждой последующей странице.
- Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.
- Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.
- В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы, а заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены стоящему над ними заголовку.

Список литературы

- Выполняется по ГОСТ 7.1-2003. Библиографическое описание документа. Введ. 01.07.2004. М.: ИПК Издательство стандартов, 2004 либо на ГОСТ Р 7.0.5-2008. Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления. Введ. 28.04.2008. М.: Стандартинформ, 2008
- Не должен превышать 10 (для обзорных заказных статей – 20) наименований, приводятся только источники, на которые есть ссылки в тексте (ссылки на неопубликованные работы не допускаются).
- Ссылки на материалы, размещенные на электронных носителях, следует давать лишь в крайнем случае; при этом необходимо указать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему, либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

Справка об авторах включает для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (5–6 строк), название организации, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

Технические вопросы можно выяснить по адресу monchak@yandex.ru