

ISSN 1684-8853

# ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

3(58)/2012

**Учредитель**

ОАО «Издательство «Политехника»»

**Главный редактор**

М. Б. Сергеев,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

**Зам. главного редактора**

Г. Ф. Мощенко

**Ответственный секретарь**

О. В. Муравцова

**Редакционный совет:**

**Председатель** А. А. Оводенко,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. Н. Васильев,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. Н. Козлов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Б. Мейер,  
д-р наук, проф., Цюрих, Швейцария

Ю. Ф. Подоплекин,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. В. Симаков,  
д-р техн. наук, проф., Москва, РФ

Л. Фортуна,  
д-р наук, проф., Катания, Италия

А. Л. Фрадков,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Л. И. Чубраева,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Ю. И. Шокин,  
акад. РАН, д-р физ.-мат. наук, проф., Новосибирск, РФ

Р. М. Юсупов,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

**Редакционная коллегия:**

В. Г. Анисимов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Б. П. Безручко,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Саратов, РФ

Н. Блаунштейн,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Беэр-Шева, Израиль

А. Н. Дудин,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Минск, Беларусь

А. И. Зейфман,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Вологда, РФ

Е. А. Крук,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. Ф. Мелехин,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. В. Смирнов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. И. Хищенко,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. А. Шальто,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. П. Шепета,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

З. М. Юлдашев,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

**Редактор:** А. Г. Ларионова

**Корректор:** Т. В. Звертановская

**Дизайн:** С. В. Барашкова, М. Л. Черненко

**Компьютерная верстка:** С. В. Барашкова

**Адрес редакции:** 190000, Санкт-Петербург,

Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Тел.: (812) 494-70-02

E-mail: 80x@mail.ru

Сайт: www.i-us.ru

Журнал зарегистрирован в Министерстве РФ по делам печати,

телерадиовещания и средств массовых коммуникаций.

Свидетельство о регистрации ПИ № 77-12412 от 19 апреля 2002 г.

Журнал входит в «Перечень ведущих рецензируемых научных журналов

и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные

результаты диссертации на соискание ученой степени доктора

и кандидата наук».

Журнал распространяется по подписке. Подписку можно оформить через

редакцию, а также в любом отделении связи по каталогу «Роспечать»:

№ 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс.

© Коллектив авторов, 2012

**ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ**

**Красильников Н. Н., Красильникова О. И.** Исследование погрешностей определения координаты глубины при 3D-сканировании методом, основанном на диффузном отражении света 2

**Козин И. А., Мальцев Г. Н.** Модифицированный алгоритм обнаружения разладки случайного процесса и его применение при обработке многоспектральных данных 9

**Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И., Трофимов Д. В.** Алгоритм измерения угловых координат линии визирования оператора 18

**ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ**

**Подоплёкин Ю. Ф., Толмачёв С. Г., Шаров С. Н.** Информационно-управляющая система приведения беспилотных летательных аппаратов на движущееся судно 22

**Козлов В. В., Коновалов А. С., Макарычев В. П.** Построение адаптивных алгоритмов сервоуправления манипуляторами на основе обратных задач динамики и нейронных сетей 29

**Крук А. Е., Осипов Л. А.** Синтез нелинейных импульсных систем управления при случайных воздействиях 33

**МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ**

**Колбанёв М. О., Татарникова Т. М., Воробьёв А. И.** Модель балансировки нагрузки в вычислительном кластере центра обработки данных 37

**КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ**

**Иванов Ф. И., Зяблов В. В., Потапов В. Г.** Оценка минимальной длины циклов квазипериодических регулярных кодов с малой плотностью проверок на четность 42

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ**

**Кравец Е. В., Петров П. Н.** Увеличение широкополосности акусто-электронных устройств обработки сигналов антенных решеток 46

**Блаунштейн Н. Ш., Сергеев М. Б.** Определение пропускной способности канала для размещения фемто-макротот в городской среде с плотным расположением пользователей 54

**Цветков К. Ю., Акмолов А. Ф., Викторов Е. А.** Модель канала управления передачей смешанного трафика речи и данных в разнорысотной системе спутниковой связи 63

**УПРАВЛЕНИЕ В МЕДИЦИНЕ И БИОЛОГИИ**

**Суворов Н. Б., Божок С. В., Полонский Ю. З.** Электрофизиологические корреляты умственной деятельности человека. Вейвлет-анализ 71

**Тихонов Э. П.** Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Часть 2: Исследование конкретного алгоритма 77

**УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ**

**Гришаков В. Г., Логинов И. В., Христенко Д. В.** Управление модернизацией АСУ предприятием на основе информационной поддержки ее жизненного цикла 84

**Колесников А. М.** Риски факторинговой операции и оценка ее эффективности 91

**КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ**

**Вялых К. М.** Метод прогнозирования дорожной ситуации в условиях неполноты и зашумленности данных 94

**ХРОНИКА И ИНФОРМАЦИЯ**

VI Международная конференция «Математические методы, модели и архитектуры для защиты компьютерных сетей» — MMM-ACNS-2012 98

II Международной семинар «Научный анализ и поддержка политик безопасности в киберпространстве» — SA&PS4CS'12 99

**СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ**

100

**АННОТАЦИИ**

107

ЛР № 010292 от 18.08.98.  
Сдано в набор 25.04.12. Подписано в печать 25.05.12. Формат 60×84<sup>1/8</sup>.  
Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная.  
Усл. печ. л. 13,0. Уч.-изд. л. 16,3. Тираж 1000 экз. Заказ 233.

Оригинал-макет изготовлен в редакционно-издательском центре ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

Отпечатано с готовых диапозитивов в редакционно-издательском центре ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

УДК 004.352.22; 004.932

# ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТЫ ГЛУБИНЫ ПРИ 3D-СКАНИРОВАНИИ МЕТОДОМ, ОСНОВАННОМ НА ДИФFUЗНОМ ОТРАЖЕНИИ СВЕТА

**Н. Н. Красильников,**

доктор техн. наук, профессор

**О. И. Красильникова,**

канд. техн. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований погрешностей, возникающих при измерении координаты глубины в процессе 3D-сканирования методом, основанном на диффузном рассеянии света. Эти погрешности обусловлены наличием шума квантования исходных изображений, а также флуктуационного шума. Показано, что рассматриваемые погрешности максимальны в областях оболочки, на которые свет падает под небольшими углами. Приведены рекомендации, следуя которым эти погрешности можно свести к малым величинам.

**Ключевые слова** — 3D-изображение, 3D-сканирование, диффузное отражение.

## Введение

В настоящее время значительно возрос интерес к проблемам 3D-сканирования изображений, что проявляется, в частности, при проектировании систем трехмерного видео и виртуальной реальности. Одной из таких проблем является разработка методов 3D-сканирования, основанных на физических принципах, не использованных в существующих трехмерных сканерах, выпускаемых промышленностью, например, на принципе диффузного отражения света поверхностью сканируемого объекта и на некоторых других, в целях создания метода, оптимального для применения в этих областях информационных технологий. При этом необходимо оценить наиболее важные характеристики вновь разрабатываемых методов, такие как сложность их реализации; погрешности измерения, которые в этом случае имеют место; ожидаемая стоимость используемой аппаратуры и т. д.

Целью описываемых исследований является оценка погрешностей определения координаты глубины, обусловленных наличием флуктуационного шума и шума квантования, при 3D-сканировании объектов методом, основанным на измерении интенсивности света, диффузно отра-

женного поверхностью сканируемого объекта. Что касается погрешностей, возникающих при определении двух других координат по этим же причинам, то здесь не возникает каких-либо принципиально новых проблем по сравнению со случаем обычного 2D-сканирования.

## Определение углового положения нормали к диффузно отражающей поверхности

В работах [1, 2] описан метод получения 3D-изображения объекта, основанный на измерении интенсивности света, диффузно отраженного его поверхностью:

$$I_{\text{отр}} = IK \cos \theta, \quad (1)$$

где  $I$  — интенсивность падающего на поверхность объекта света от источника;  $K$  — коэффициент отражения поверхности;  $\theta$  — угол между нормалью к отражающей поверхности и вектором, направленным на источник света.

В данной статье оценивается погрешность измерения координаты глубины, измеренной этим методом.

Переходя к рассмотрению проблемы, выберем правую систему координат  $x, y, z$  и определим на-

правление единичного вектора нормали  $N$  к отражающей поверхности посредством направляющих косинусов  $\cos\alpha_N, \cos\beta_N, \cos\gamma_N$  (рис. 1). Поскольку направление вектора в трехмерном пространстве полностью определяется двумя углами, то такое представление является избыточным, так как значения этих углов удовлетворяют равенству  $\cos^2\alpha_N + \cos^2\beta_N + \cos^2\gamma_N = 1$ .

Подобным образом посредством направляющих косинусов может быть представлено направление единичного вектора  $S$ , указывающего на источник света:  $\cos\alpha_S, \cos\beta_S, \cos\gamma_S$ . При этом имеем аналогично  $\cos^2\alpha_S + \cos^2\beta_S + \cos^2\gamma_S = 1$ . (Чтобы не усложнять рис. 1, единичный вектор  $S$  на рисунке не показан.)

Косинус угла  $\theta$  между двумя единичными векторами, в рассматриваемом случае векторами  $N$  и  $S$ , равен

$$\cos\theta = \cos\alpha_N \cos\alpha_S + \cos\beta_N \cos\beta_S + \cos\gamma_N \cos\gamma_S.$$

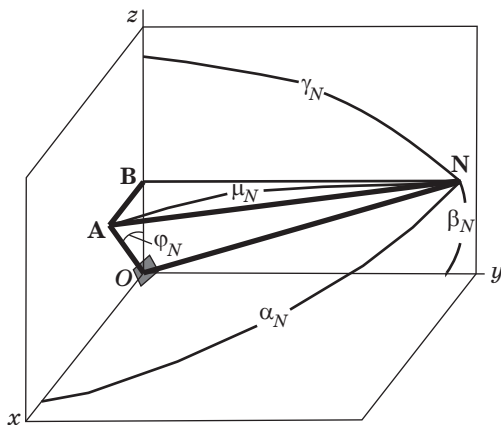
Делая подстановку данного выражения для  $\cos\theta$  в формулу (1), имеем

$$I_{отр} = IK(\cos\alpha_N \cos\alpha_S + \cos\beta_N \cos\beta_S + \cos\gamma_N \cos\gamma_S). \quad (2)$$

Поместим камеру, измеряющую интенсивность диффузно отраженного света, на ось  $z$  и направим ее в начало координат.

В дальнейших расчетах направление единичного вектора  $N$  удобнее выражать через азимут  $\varphi_N$ , представляющий собой угол между вектором и плоскостью  $yz$ , и угол места  $\mu_N$ , представляющий собой угол между вектором и плоскостью  $xz$ . Установим связь между углами  $\varphi_N, \mu_N$  и углами  $\alpha_N, \beta_N, \gamma_N$ .

Длина проекции единичного вектора  $N$  на ось  $x$  равна  $\cos\alpha_N$ . Если вектор  $N$  спроецировать на плоскость  $xz$ , получим отрезок  $OA$  длиной  $\cos\mu_N$ ,



■ Рис. 1. Произвольно ориентированная в пространстве поверхность, диффузно рассеивающая свет

если затем результат спроецировать на ось  $x$ , получим вектор длиной  $\cos\mu_N \sin\varphi_N$ . Из этого следует, что  $\cos\alpha_N = \cos\mu_N \sin\varphi_N$ .

Значение  $\cos\beta_N$  находим аналогичным путем. Длина проекции единичного вектора  $N$  на ось  $y$  равна  $\cos\beta_N$ . Если вектор  $N$  спроецировать последовательно сначала на плоскость  $xy$ , получим отрезок длиной  $\sin\mu_N$ , если затем результат спроецировать на ось  $y$ , получим отрезок длиной  $\sin\mu_N \cos\varphi_N$ . Откуда следует, что  $\cos\beta_N = \sin\mu_N \cos\varphi_N$ .

Значение  $\cos\gamma_N$  находим подобным же путем. Отрезок  $OB$ , представляющий собой проекцию вектора  $N$  на ось  $z$ , длина которого равна  $\cos\gamma_N$ , можно получить двумя путями. Либо непосредственно проецируя вектор  $N$  на ось  $z$ , либо последовательно, проецируя его сначала на плоскость  $xz$ , получая отрезок  $OA$  длиной  $\cos\mu_N$ , а затем проецируя отрезок  $OA$  на ось  $z$ , в результате чего получаем отрезок  $OB$  длиной  $\cos\mu_N \cos\varphi_N$ . Откуда следует, что  $\cos\gamma_N = \cos\mu_N \cos\varphi_N$ .

Аналогично будем иметь для единичного вектора  $S$ , направленного на источник освещения:

$$\cos\alpha_S = \cos\mu_S \sin\varphi_S;$$

$$\cos\beta_S = \sin\mu_S \cos\varphi_S;$$

$$\cos\gamma_S = \cos\mu_S \cos\varphi_S.$$

Делая подстановки  $\cos\alpha_N, \cos\beta_N, \cos\gamma_N, \cos\alpha_S, \cos\beta_S, \cos\gamma_S$  в формулу (2), запишем

$$I_{отр} = IK(\cos\mu_N \sin\varphi_N \cos\mu_S \sin\varphi_S + \sin\mu_N \cos\varphi_N \sin\mu_S \cos\varphi_S + \cos\mu_N \cos\varphi_N \cos\mu_S \cos\varphi_S).$$

Полученное уравнение включает в себя параметры оболочки  $\mu_N, \varphi_N$  и  $K$ , которые являются неизвестными и которые нам необходимо найти, в то время как остальные величины, входящие в это уравнение, либо назначаются нами, как, например,  $I, \mu_S, \varphi_S$ , либо могут быть измерены, как, например,  $I_{отр}$ . Для того чтобы найти все три параметра оболочки, нам необходимо располагать тремя уравнениями. Недостающие уравнения можно получить, если измерить интенсивности света, рассеянного диффузно отражающей оболочкой объекта, при трех различных угловых положениях источника света  $\mu_{S0}, \varphi_{S0}, \mu_{S1}, \varphi_{S1}, \mu_{S2}, \varphi_{S2}$ :

$$I_{отр0} = IK(\cos\mu_N \sin\varphi_N \cos\mu_{S0} \sin\varphi_{S0} + \sin\mu_N \cos\varphi_N \sin\mu_{S0} \cos\varphi_{S0} + \cos\mu_N \cos\varphi_N \cos\mu_{S0} \cos\varphi_{S0});$$

$$I_{отр1} = IK(\cos\mu_N \sin\varphi_N \cos\mu_{S1} \sin\varphi_{S1} + \sin\mu_N \cos\varphi_N \sin\mu_{S1} \cos\varphi_{S1} + \cos\mu_N \cos\varphi_N \cos\mu_{S1} \cos\varphi_{S1});$$

$$I_{отр2} = IK(\cos \mu_N \sin \varphi_N \cos \mu_{S2} \sin \varphi_{S2} + \sin \mu_N \cos \varphi_N \sin \mu_{S2} \cos \varphi_{S2} + \cos \mu_N \cos \varphi_N \cos \mu_{S2} \cos \varphi_{S2}).$$

Совместное решение трех написанных трансцендентных уравнений позволяет получить значения  $\mu_N$ ,  $\varphi_N$  и  $K$ .

Проиллюстрируем сказанное конкретным примером, когда исходный для формирования 3D-изображения материал получен при трех различных положениях источника света:

$\mu_{S0} = 0, \varphi_{S0} = 0$  — источник света расположен на координатной оси  $z$ ;

$\mu_{S1} = 0, \varphi_{S1} \neq 0$  — источник света расположен в координатной плоскости  $xz$ ;

$\mu_{S2} \neq 0, \varphi_{S2} = 0$  — источник света расположен в координатной плоскости  $yz$ .

В этом случае будем иметь

$$I_{отр0} = IK \cos \varphi_N \cos \mu_N; \quad (3)$$

$$I_{отр1} = IK \cos(\varphi_{S1} - \varphi_N) \cos \mu_N; \quad (4)$$

$$I_{отр2} = IK \cos(\mu_{S2} - \mu_N) \cos \varphi_N. \quad (5)$$

Решая совместно уравнения (3) и (4), а также уравнения (3) и (5), получим выражения для тангенсов углов, определяющих положение нормали к диффузно отражающей поверхности относительно выбранной координатной системы:

$$\operatorname{tg} \varphi_N = \frac{I_{отр1}/I_{отр0} - \cos \varphi_{S1}}{\sin \varphi_{S1}}; \quad (6)$$

$$\operatorname{tg} \mu_N = \frac{I_{отр2}/I_{отр0} - \cos \mu_{S2}}{\sin \mu_{S2}}. \quad (7)$$

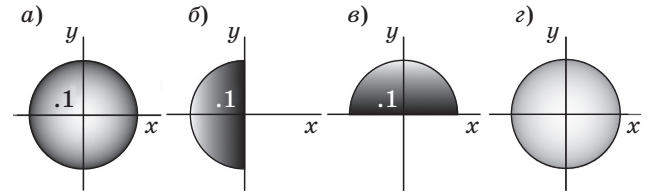
После того как найдены значения тангенсов, а следовательно, и сами углы  $\varphi_N$  и значения  $\mu_N$ , определяется коэффициент отражения оболочки объекта путем решения уравнения (3) относительно  $K$ :

$$K = \frac{I_{отр0}}{I \cos \varphi_N \cos \mu_N}. \quad (8)$$

Располагая полученными формулами, можно перейти к определению координаты глубины.

### Определение координаты глубины оболочки 3D-объекта

В целях большей наглядности рассмотрим определение координаты глубины  $z$  на примере сканирования сферы, расположенной в начале координат. Выбор сферы обусловлен тем, что в ней представлены области поверхности (оболочки), ориентированные в пространстве под всеми возможными углами. Как и ранее, поместим камеру на координатной оси  $z$  и направим ее в на-



■ Рис. 2. Изображение сферы при различных расположениях освещения: а — освещение спереди; б — освещение слева; в — освещение сверху; z — карта глубины

чало координат. В результате получим три изображения, соответствующих рассмотренным выше положениям источников освещения объекта (рис. 2, а—в).

Распределения яркости в этих изображениях представлены величинами  $I_{отр0}$ ,  $I_{отр1}$  и  $I_{отр2}$ , по которым находятся значения  $\operatorname{tg} \varphi_N$  и  $\operatorname{tg} \mu_N$ , определяющие угловые положения нормалей к поверхности сканируемого объекта в точках, для которых могут быть последовательно измерены  $I_{отр0}$ ,  $I_{отр1}$  и  $I_{отр2}$ , а следовательно, и угловое положение касательной плоскости.

Обратимся к точкам 1 на этих изображениях. При смещении из точки 1 в произвольном направлении на бесконечно малую величину  $\Delta s$  координата глубины  $z$  получает приращение, равное  $\Delta z = a_S(x, y) \Delta s$ , где  $a_S(x, y)$  — функция, представляющая собой тангенс угла между координатной плоскостью  $xy$  и прямой, определяющей направление смещения. Если направление, в котором происходит смещение, совпадает с координатной осью  $x$ , то  $a_S(x, y) = \operatorname{tg} \varphi_N$ , если направление смещения совпадает с координатной осью  $y$ , то  $a_S(x, y) = \operatorname{tg} \mu_N$ . В общем случае значение функции  $a_S(x, y)$  равняется сумме проекций  $\operatorname{tg} \varphi_N$  и  $\operatorname{tg} \mu_N$  на направление смещения.

При смещении из точки 1 с координатами  $x_0, y_0$  в точку с координатами  $x_1, y_1$  приращение координаты  $z$  составит

$$\Delta z = \int_{(K_0)} a_S(x, y) ds.$$

Правая часть формулы представляет собой криволинейный интеграл первого типа. Замечательной особенностью криволинейного интеграла является то, что путь  $K_0$ , по которому выполняется интегрирование, т. е. путь из точки 1 с координатами  $x_0, y_0$  в точку с координатами  $x_1, y_1$ , не влияет на конечный результат  $\Delta z$ . В частности:

$$\Delta z = \int_{(K_0)} a_S(x, y) ds = \int_{x_0}^{x_1} \operatorname{tg} \varphi_N(x, y_0) dx + \int_{y_0}^{y_1} \operatorname{tg} \mu_N(x_1, y) dy. \quad (9)$$

В рассматриваемом случае вначале вычисляется приращение координаты глубины за счет перемещения в направлении координатной оси  $x$ , а затем к нему добавляется приращение координаты глубины за счет перемещения в направлении координаты  $y$ . Иногда при вычислениях  $\Delta z$  оказывается удобным выбирать путь интегрирования так, чтобы он совпадал, например, с линией градиента яркости на изображении, показанном на рис. 2, *a*.

При построении поверхности видимой камерой части объекта вначале нужно назначить плоскость, параллельную координатной плоскости  $xy$ , относительно которой будет отсчитываться координата глубины. С этой целью можно выбрать любую произвольную точку на изображении 2, *a* и координату глубины этой точки принять равной нулю. Так как конечной целью является определение оболочки сканируемого объекта, а не его расположение в пространстве, то произвольность этого выбора не повлияет на конечный результат.

Поскольку в дальнейшем речь идет о дискретных изображениях, интегралы необходимо заменить суммами, а координаты  $x$  и  $y$  — номерами столбцов и строк, в которых расположены пиксели исходных двумерных изображений:

$$M = \sum_{n_0}^N \text{tg}\varphi_N(l_0, n) + \sum_{l_0}^L \text{tg}\mu_N(l, N). \quad (10)$$

Здесь  $l$  и  $n$  — текущие номера строк и столбцов изображения, полученного посредством камеры;  $l_0$  и  $n_0$  — номера строк и столбцов точки оболочки, для которой координата глубины принята равной нулю;  $L$  и  $N$  — номера строки и столбца пикселя, для которого определяется дискретная координата глубины  $M$ . Шаг дискретизации третьей координаты  $M$  выбирается равным шагу дискретизации исходных двумерных изображений.

Описанным способом находятся координаты глубины для каждого пикселя той части изображения (см. рис. 2, *a*), которая доступна освещению тремя источниками света (в рассматриваемом примере свет спереди, слева и сверху). Затем положение источников света изменяют, например, освещение объекта слева заменяют на его освещение справа, и снова проводят измерения. Так повторяют до тех пор, пока не будут получены координаты глубины для всех пикселей изображения видимой части объекта, с использованием которых строится так называемое  $Z$ -изображение (карта глубины) (рис. 2, *z*). Яркость пикселей  $Z$ -изображения представляет собой значение координаты глубины. Чем меньше значение этой яркости, тем более удален от зрителя данный элемент объекта. Поочередное получение

фрагментов (в рассматриваемом примере четвертушек)  $Z$ -изображения не создает проблем при последующем сшивании оболочки, поскольку работа происходит с изображениями, полученными одной камерой, положение которой неизменно.

### Погрешности измерения

Переходя к определению погрешностей измерения координат глубины, будем считать, что они обусловлены шумом квантования интенсивностей диффузно отраженного света  $I_{отр0}$ ,  $I_{отр1}$  и  $I_{отр2}$ , на основании которых рассчитываются нормали к отражающей поверхности, а также наличием флуктуационного шума. В конечном итоге это приводит к геометрическим искажениям полученной в результате сканирования оболочки объекта. Шум пространственной дискретизации при этом играет меньшую роль.

Погрешности, обусловленные шумом квантования интенсивностей диффузно рассеянного света  $I_{отр0}$ ,  $I_{отр1}$ , проиллюстрируем на примере, когда  $\mu_N = 0$ ,  $\mu_{S1} = 0$ .

Рассмотрение начнем с определения погрешности, обусловленной шумом квантования  $I_{отр1}$ . Как известно, погрешность функции, обусловленная погрешностью аргумента, может быть оценена с помощью дифференциала этой функции. В данном случае смещение вдоль строки на один пиксель вызывает приращение координаты глубины, согласно формуле (10) равное  $M = \text{tg}\varphi_N$ . Поэтому погрешность, допущенная при измерении  $I_{отр1}$ , приводит к погрешности, с которой вычисляется  $\text{tg}\varphi_N$ , и, как следствие, к погрешности вычисления координаты глубины. Вначале примем, что изображения, показанные на рис. 2, дискретны в пространстве, но не квантованы по яркости, и напишем выражение для дифференциала  $dM$ :

$$dM = \frac{d(\text{tg}\varphi_N)}{dI_{отр1}} dI_{отр1}.$$

Поскольку погрешность  $dI_{отр1}$  невелика, то от дифференциалов можно перейти к приращениям и записать

$$\Delta M = \frac{d(\text{tg}\varphi_N)}{dI_{отр1}} \Delta I_{отр1}. \quad (11)$$

Делая подстановку выражения для  $I_{отр0}$  из формулы (3) в формулу (6) и вычисляя производную, запишем

$$\frac{d(\text{tg}\varphi_N)}{dI_{отр1}} = \frac{1}{IK \cos \varphi_N \cos \mu_N \sin \varphi_{S1}},$$

что после подстановки в формулу (11) дает

$$\Delta M = \frac{\Delta I_{отр1}}{IK \cos \varphi_N \cos \mu_N \sin \varphi_{S1}}. \quad (12)$$

Реальные изображения являются цифровыми, поэтому значения интенсивностей света  $I$  и  $I_{отр1}$  в формуле (12) выражаются количеством квантовых уровней, а значение  $\Delta M$  после вычисления следует округлять до целого. На рис. 3 кривой 1 показана зависимость погрешности измерения координаты глубины в пикселях от угла  $\varphi_N$ , выраженного в градусах, для частного случая, когда  $\Delta I_{отр1} = 1$ .

Формула, по которой рассчитывается погрешность определения координаты глубины, обусловленная шумом квантования  $I_{отр2}$ , выводится аналогично формуле (12) с тем отличием, что при выводе формулы вместо интенсивности  $I_{отр1}$  используется  $I_{отр2}$ .

Рассмотрим теперь погрешность, обусловленную шумом квантования  $I_{отр0}$ . Как и ранее, напишем выражение для дифференциала  $dM$ :

$$dM = \frac{d(\operatorname{tg}\varphi_N)}{dI_{отр0}} dI_{отр0},$$

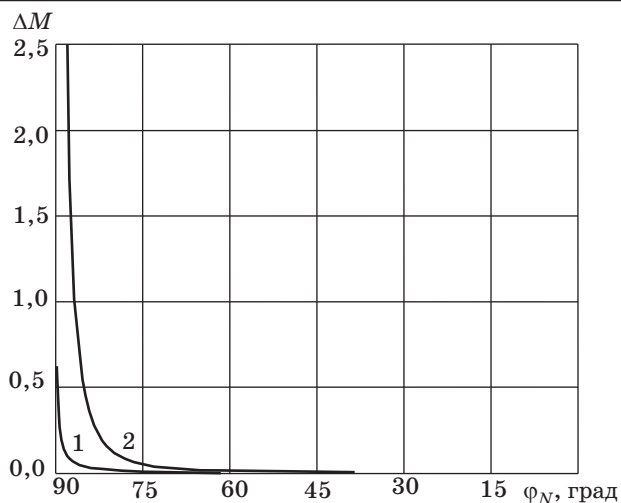
и поскольку погрешность  $dI_{отр0}$  невелика, то от дифференциалов перейдем к приращениям

$$\Delta M = \frac{d(\operatorname{tg}\varphi_N)}{dI_{отр0}} \Delta I_{отр0}. \quad (13)$$

Сделаем подстановку выражения  $I_{отр1}$  из формулы (4) в формулу (6), вычислим производную, после чего подставим в получившееся выражение значение  $I_{отр0}$  из формулы (3) и запишем

$$\frac{d(\operatorname{tg}\varphi_N)}{dI_{отр0}} = -\frac{\cos(\varphi_{S1} - \varphi_N)}{IK \cos \mu_N (\cos \varphi_N)^2 \sin \varphi_{S1}}.$$

Делая подстановку найденного значения производной в формулу (13) и отбрасывая знак ми-



■ Рис. 3. Зависимости погрешностей измерения координаты глубины от угла  $\varphi_N$  для случая, когда  $\mu_N = 0$ ,  $\varphi_{S1} = 90^\circ$ ,  $I = 255$ ,  $K = 1$

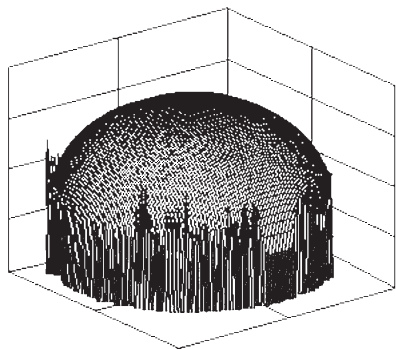
нус, получим выражение для абсолютного значения погрешности координаты глубины

$$\Delta M = \frac{\cos(\varphi_{S1} - \varphi_N) \Delta I_{отр0}}{IK \cos \mu_N (\cos \varphi_N)^2 \sin \varphi_{S1}}. \quad (14)$$

Здесь, как и ранее, значения интенсивностей света  $I$  и  $\Delta I_{отр0}$  в формуле (14) выражаются количеством квантовых уровней, а значение  $\Delta M$  после вычисления следует округлять до целого.

На рис. 3 кривой 2 показана зависимость погрешности измерения координаты глубины в пикселях от угла  $\varphi_N$ , выраженного в градусах, для частного случая, когда  $\Delta I_{отр0} = 1$ . Сравнивая зависимости 1 и 2, видим, что погрешность измерения интенсивности рассеянного света  $I_{отр1}$ , обусловленная процессом квантования, приводит к существенно меньшей погрешности определения координаты глубины  $M$ , чем погрешность, вызванная квантованием интенсивности рассеянного света  $I_{отр0}$ . Другими словами, первой составляющей погрешности вполне можно пренебречь. Расчеты показывают, что если назначить максимальное допустимое значение погрешности 0,5 пикселя, то область выполнения для  $I_{отр0}$ , составит от  $-85$  до  $+85^\circ$ . Объясняется это тем, что в областях сканирования объекта, где плоскость, касательная к оболочке объекта, ориентирована так, что свет от источника освещения падает на нее под углом, близким к нулю, диффузно отраженный ею свет также мал. При этом даже малая абсолютная погрешность при измерении его интенсивности приводит к большой погрешности в определении тангенса угла наклона нормали, что следует из формул (6) и (7), а следовательно, и в определении тангенса угла наклона касательной плоскости. В результате резко возрастает погрешность определения координаты глубины. В рассматриваемом примере это имеет место в области периметра большого круга сферы (см. рис. 2, а).

В результате проведенного эксперимента получено каркасное (сетчатое) изображение сферы (рис. 4). Эксперимент заключался в том, что вначале специальной программой были сгенерированы пять изображений сферы, подобные показанным на рис. 2. Эти изображения различались между собой расположением источников освещения (слева, справа, сверху, снизу и спереди). Радиус сферы составлял 105 пикселей,  $K = 1$ ,  $I = 250$ . Далее, используя эти изображения в качестве исходных данных, в соответствии с описанным выше методом находилось  $Z$ -изображение сферы. При выполнении эксперимента в целях наиболее наглядной демонстрации рассматриваемого вида искажений исходные изо-



■ **Рис. 4.** Иллюстрация искажений, вызванных погрешностью измерения координаты глубины, обусловленной шумом квантования

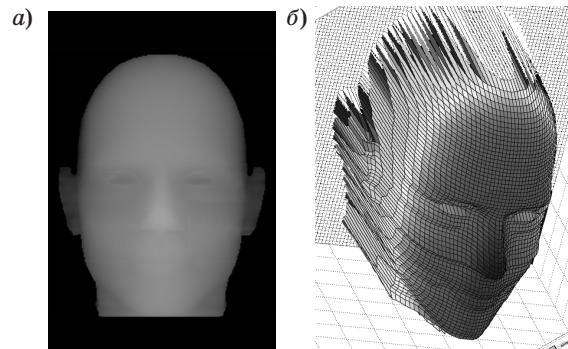
бражения были проквантованы по яркости на малое количество уровней, а именно на 8. Возникающие при этом искажения, как это видно из рисунка, проявляются в виде характерной бахромы по периметру большого круга сферы.

В случае, когда погрешности измерения координаты глубины обусловлены воздействием флуктуационного шума, расчетные формулы имеют аналогичный вид, с той разницей, что вместо  $\Delta I_{отр0}$  и  $\Delta I_{отр1}$  в них подставляются среднеквадратичные значения флуктуационного шума в единицах расчета уровней. При этом результатом расчета будет среднеквадратичное значение погрешности измерения координаты глубины.

Погрешности измерения координаты глубины, обусловленные квантованием сигналов, представляющих интенсивности диффузно отраженного света (по существу, квантованием яркости наблюдаемых изображений при различных положениях источников света), могут быть уменьшены путем увеличения количества уровней квантования. Однако это не решает проблемы. Во-первых, при этом всегда остается, хотя и относительно узкая, область, где погрешности недопустимо велики. Во-вторых, этот прием не позволяет снизить погрешности, обусловленные флуктуационным шумом, уменьшения которых можно достигнуть путем применения камер, обеспечивающих достаточно высокое отношение сигнал/шум.

Для того чтобы обеспечить малые погрешности измерения координаты глубины при сканировании объектов со сложной формой оболочки, рекомендуется сканирование выполнять в несколько этапов.

На первом этапе следует выполнить сканирование, расположив источники света так, как это описано в разделе «Вычисление координаты глубины оболочки 3D-объекта», и получить карту глубины. После этого необходимо на карте глуби-



■ **Рис. 5.** Пример 3D-сканирования сложного объекта: *a* — *Z*-изображение; *b* — каркасное изображение

ны выделить области с недопустимо большими погрешностями, что несложно. Эти области соответствуют тем областям исходных изображений, использованных в расчетах, которые оказались затененными для одного или двух источников света, или для которых интенсивность отраженного света мала. Для этих областей измерения следует повторить, подобрав для каждой из них другое положение источников света, а затем на карте глубины сделать соответствующие замены. Каких-либо проблем, связанных со сшиванием изображений, при этом не возникает, поскольку исходные изображения, используемые в расчетах, получаются посредством одной камеры, расположенной в одном и том же месте.

В качестве примера (рис. 5) приведены экспериментально полученное *Z*-изображение головы человека и построенное на его основе каркасное изображение оболочки, которые были получены в процессе 3D-сканирования описанным методом. При выполнении эксперимента исходные изображения были изготовлены с помощью графического редактора 3ds max. На рисунке намеренно сохранены области, в которых искажения, обусловленные погрешностями измеренной координаты глубины, хорошо заметны и для которых измерения должны быть повторены при других положениях источников света.

### Заключение

Технология 3D-сканирования, основанная на диффузном отражении света поверхностью сканируемого объекта, наряду с рядом других технологий, описанных в отечественной и иностранной литературе [1–6], позволяет при выполнении несложных дополнительных условий преобразовывать двумерные изображения в трехмерные.

Принимая во внимание низкую стоимость используемой при этом аппаратуры (цифровых фо-



токамер, веб-камер) по сравнению со стоимостью аппаратуры для традиционных методов сканирования, данный метод представляется весьма перспективным уже только по экономическим соображениям.

В настоящее время Интернет буквально переполнен всевозможными двумерными изображениями и видео, в том числе изображениями улиц, транспортных перекрестков, дорожных магистралей, получаемых посредством веб-камер, количество которых лавинообразно возрастает. Учитывая сказанное, нетрудно видеть, что с небольшими дополнениями применение рассмотренных технологий преобразования 2D-изображения в 3D-изображение открывает возможность

создания 3D-модели среды нашего обитания в самом широком смысле слова.

И наконец, применение рассматриваемой технологии позволит, по мнению авторов, сравнительно простым способом увеличить эффективность автоматического распознавания лиц методом сравнения 3D-изображений, получаемых посредством расположенных в общественных местах камер видеонаблюдения, с 3D-шаблоном лица, которое следует опознать. Трехмерное изображение дает возможность выполнять сравнение с шаблоном, основываясь на форме оболочки объекта, а не на яркости отдельных его пикселей, что делает неэффективным применение грима для целей маскировки.

## Литература

1. Красильников Н. Н. Метод получения 3D-изображений, основанный на диффузном отражении света сканируемыми объектами // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6 (43). С. 7–11.
2. Красильников Н. Н., Красильникова О. И. Получение трехмерного изображения объекта путем измерения интенсивности диффузного отражения света различными точками его поверхности // Оптический журнал. 2010. Т. 77. № 6. С. 19–24.
3. Красильников Н. Н. Цифровая обработка 2D и 3D изображений. — СПб.: БХВ-Петербург, 2011. — 608 с.
4. Красильников Н. Н., Красильникова О. И. Определение координаты глубины по 2D изображению // Оптический журнал. 2011. Т. 78. № 12. С. 30–33.
5. Berthold K. P. Horn Height and Gradient from Shading // International Journal of Computer Vision. 1990. Vol. 5. N 1. P. 37–75.
6. Werner T., Zisserman A. New Techniques for Automated Architectural Reconstruction from Photographs // Proc. of the 7<sup>th</sup> European Conf. on Computer Vision, Copenhagen, Denmark, 2002. Vol. 2. P. 541–555.

УДК 004.032.2; 004.932

# МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ РАЗЛАДКИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ ОБРАБОТКЕ МНОГОСПЕКТРАЛЬНЫХ ДАННЫХ

**И. А. Козин**,

канд. техн. наук

**Г. Н. Мальцев**,

доктор техн. наук, профессор

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

Рассмотрено использование алгоритмов обнаружения разладки случайного процесса при обработке данных, полученных системами сбора информации. Исходные данные представляют собой функцию изменения по некоторой координате анализируемого параметра, по которой определяются координаты его существенного (скачкообразного) изменения. Представлено решение задачи обнаружения последовательности скачков анализируемой функции в виде решающей статистики для оценки максимального правдоподобия координат скачков с использованием модифицированного алгоритма кумулятивных сумм с настраиваемым скользящим окном. Приводится пример применения предложенного модифицированного алгоритма обнаружения разладки при обработке данных многоспектрального дистанционного зондирования и определении наиболее информативных спектральных каналов.

**Ключевые слова** — обработка данных, разладка случайного процесса, максимум правдоподобия, алгоритм кумулятивных сумм, многоспектральное дистанционное зондирование.

## Введение

Задача обнаружения разладки (изменения свойств) стохастических сигналов и динамики систем является одной из широко распространенных задач анализа и обработки информации [1–4]. К ней сводятся многие прикладные задачи обработки данных, полученных системами сбора информации, такими как системы дистанционного зондирования, телеметрии, контроля технологических процессов и др. Обнаружение изменения свойств является составной частью анализа сигналов и динамических систем, оно представляет основу алгоритмов распознавания образов, контроля и технической диагностики информационно-управляющих систем, а также дополняет адаптивные процедуры идентификации состояний систем со сложной динамикой.

При формальной постановке задачи обнаружения существенных изменений свойств случайных процессов под разладкой понимают скачкообразное изменение описывающих этот процесс параметров, происходящее в неизвестный момент изменения процесса по той или иной коор-

динате, в большинстве случаев — во времени [1–4]. Задачей обнаружения разладки является установление факта разладки, и если считается, что разладка произошла, — оценивание момента разладки. Исходными для решения задачи обнаружения разладки являются данные о распределениях значений анализируемого процесса до и после возможной разладки, реализация случайного процесса, а в некоторых случаях также априорные распределения на множестве неизвестных параметров, одним из которых может быть координата момента разладки.

В то же время «классический» математический аппарат обнаружения разладки, основанный на алгоритме вычисления кумулятивных сумм [1, 2], позволяет обнаруживать однократную разладку случайного процесса и получать оценку максимального правдоподобия координат скачка. Кроме того, в большинстве прикладных задач обработки данных необходимо обнаружение последовательности скачков анализируемой функции. Для решения таких задач в настоящей работе предложен модифицированный алгоритм обнаружения последовательности скачков ана-

лизируемой функции на основе вычисления кумулятивных сумм с настраиваемым скользящим окном и показано его применение при анализе данных многоспектрального дистанционного зондирования.

### Общее решение задачи обнаружения разладки с использованием алгоритма вычисления кумулятивных сумм

Пусть в качестве анализируемой выступает функция  $f(x)$  координаты  $x$ , заданная в виде совокупности  $M$  дискретных составляющих  $f_m$ , каждая из которых соответствует координате  $x_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ . Необходимо определить моменты разладки, в качестве которых выбираются значения координат  $x_m$ , соответствующие областям, в которых функция  $f(x)$  претерпевает явно выраженные изменения (резкое увеличение или уменьшение, локальные максимальные и минимальные значения). Эти области могут быть найдены методами поиска скачков в анализируемой функции, удовлетворяющих некоторому критерию. В качестве такого критерия при известных допущениях о функции потерь будем использовать критерий максимального правдоподобия, позволяющий получить оценки максимального правдоподобия моментов (координат) изменения свойств анализируемых процессов [1, 2].

Для того чтобы определить на некотором интервале изменения координаты  $x$  скачок функции  $f(x)$ , представленной составляющими  $f_1, \dots, f_M$ , необходимо в каждой координате  $x_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ , последовательно проверить выполнение двух гипотез:  $H_0$  и  $H_1$ . Гипотеза  $H_0$  состоит в том, что вся совокупность составляющих  $f_1, \dots, f_M$  соответствует одной и той же модели  $B_0$ . Гипотеза  $H_1$  состоит в том, что совокупность составляющих  $f_1, \dots, f_k$  соответствует одной модели  $B_0$ , а совокупность составляющих  $f_{k+1}, \dots, f_M$  соответствует другой модели  $B_1$ . Модели  $B_0$  и  $B_1$  в общем случае параметризованы некоторым вектором. Если гипотеза  $B_1$  истина, то координата  $x_k$  принимается за момент скачка (существенного изменения) функции  $f(x)$ . При равномерной дискретизации это эквивалентно определению номера  $k$  координаты  $x_k$ , в которой обнаружен скачок,  $k \in [1, \dots, M]$ .

Совокупность составляющих дискретной функции  $f(x)$  в области анализа  $f_1, \dots, f_M$  может быть представлена как последовательность независимых случайных гауссовых величин с параметрами: дисперсией  $\sigma_f^2$  и кусочно-постоянным средним  $\mu_f$ , которое скачкообразно изменяется при переходе от одной дискретной координаты  $x_m$  к другой [3]. Обнаружение скачка в точке с координатой  $x_k$  эквивалентно принятию для анализируемой функции в этой точке гипотезы  $H_1$ , когда

она проверяется против гипотезы  $H_0$ . Поиск (просмотр) начинается в точке с координатой  $x_1$  и осуществляется в направлении увеличения номера  $m$ . Тем самым решается задача обнаружения однократной разладки. После обнаружения первого скачка в точке с координатой  $x_k$  процедура поиска скачка повторяется и продолжает осуществляться в направлении увеличения номера  $m$ , начинаясь в точке с координатой  $x_{k+1}$ . В результате решается задача обнаружения многократной разладки — последовательно обнаруживаются все скачки (значимые изменения) дискретной функции  $f(x)$ .

В рамках допущения о гауссовой статистике составляющих  $f_1, \dots, f_k$  анализируемой функции  $f(x)$  с помощью последовательных алгоритмов обнаружения разладки могут быть получены оценки моментов разладки, удовлетворяющие критерию максимального правдоподобия. Логарифм отношения правдоподобия различения гипотез  $H_0$  и  $H_1$  при гауссовом распределении дискретных составляющих функции  $f(x)$  для координаты скачка  $x_k$ , задаваемой ее номером  $k$ , при выполнении условия независимости составляющих принимает вид

$$\Lambda(k) = \frac{\nu_f}{\sigma_f^2} \sum_{m=k}^M \left( f_m - \mu_{f0} - \frac{\nu_f}{2} \right), \quad (1)$$

где  $\nu_f = \mu_{f0} - \mu_{f1}$  с учетом знака есть величина скачка функции, представленной составляющими  $f_1, \dots, f_M$ , в анализируемой точке,  $\mu_{f0}$  — среднее до скачка,  $\mu_{f1}$  — среднее после скачка;  $\sigma_f^2$  — дисперсия значений  $f_1, \dots, f_M$  анализируемого ряда. Полагается, что изменение свойств связано с изменением кусочно-постоянного среднего  $\mu_f$ , которое изменяет свое значение с  $\mu_{f0}$  на  $\mu_{f1}$ , а дисперсия  $\sigma_f^2$  при переходе через точку скачка не изменяется.

Критерием качества проверки гипотез  $H_0$  и  $H_1$  является стандартный для задач различения сигналов [1, 5] критерий идеального наблюдателя, которому соответствуют и минимум суммы вероятностей ошибок первого и второго рода (соответственно  $\alpha$  и  $\beta$ ). Соответствующий алгоритм реализуется при сравнении логарифма отношения правдоподобия  $\Lambda(k)$  с порогом, выбираемым исходя из условия минимума суммы вероятностей  $\alpha$  и  $\beta$  или их заданных значений. Критерием качества оценки координаты скачка является максимум логарифма отношения правдоподобия  $\Lambda(k)$ .

За неизвестную координату скачка  $x_k$  принимается координата  $\tilde{x}_k$ , задаваемая оценкой максимального правдоподобия номера точки  $\tilde{k}$ , в которой выполняется гипотеза  $H_1$ . С учетом выражения (1) оценка максимального правдоподобия  $\tilde{k}$  может быть записана в виде

$$\tilde{k} = \arg \max_k v_f \sum_{m=k}^M \left( f_m - \mu_{f0} - \frac{v_f}{2} \right), \quad (2)$$

а правило принятия решения о наличии скачка в точке  $\tilde{k}$  — решающая статистика — определяется следующим образом:

$$g_k = \Lambda(\tilde{k}) = \max_k v_f \sum_{m=k}^M \begin{cases} f_m - \mu_{f0} - \frac{v_f}{2} > \delta, \\ < \delta, \end{cases} \quad (3)$$

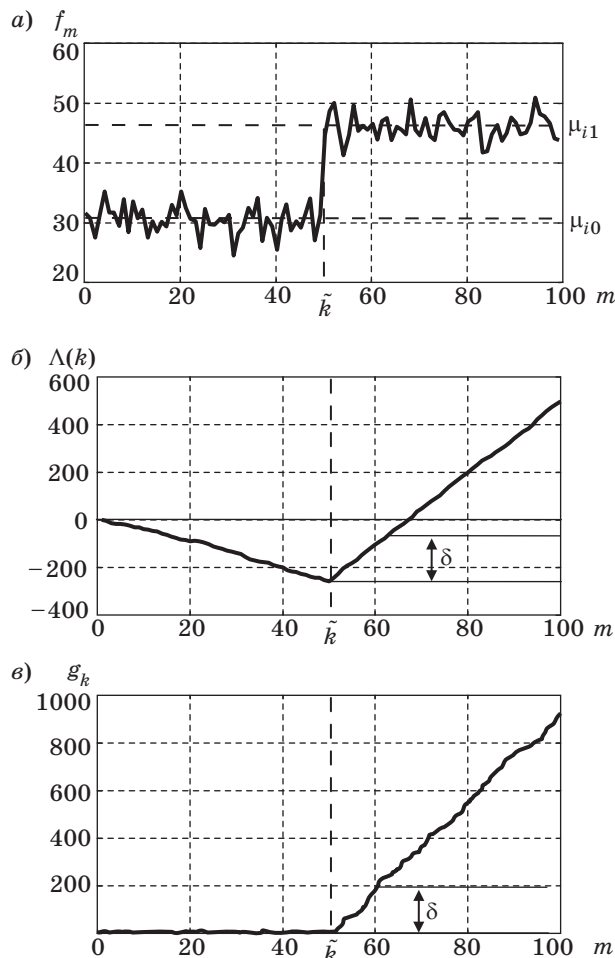
где  $\delta$  — порог, выбираемый исходя из выбранного критерия;  $k \in [1, \dots, M]$ . В выражениях (2) и (3) проверка условия максимизации функции правдоподобия  $\Lambda(k)$  и ее сравнение с порогом осуществляются с учетом значений дискретной функции  $f(x)$  для всех координат  $x_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ .

Условие  $\Lambda(\tilde{k}) > \delta$  определяет величину обнаруживаемого скачка анализируемой функции  $v_f = \mu_{f0} - \mu_{f1}$ , по сути дела — пороговую чувствительность детектора скачков — устройства или программно-аппаратных средств, анализирующих функцию  $f(x)$  по ее дискретным отсчетам  $f_1, \dots, f_M$ . На выбор величины порога  $\delta$  оказывают влияние, с одной стороны, допустимый уровень ложных тревог (значимости решений) при обнаружении скачков, с другой стороны, требуемое или ожидаемое количество скачков (существенных изменений) функции  $f(x)$  на интервале анализа.

Пример, демонстрирующий принцип обнаружения ярко выраженного скачка анализируемой случайной функции  $f(x)$ , приведен на рис. 1. При отсутствии увеличения среднего значения функции  $f_m$  до скачка логарифм отношения правдоподобия имеет тенденцию убывания (его среднее значение убывает по прямой с тангенсом угла наклона  $-v_f^2 / \sigma_f^2$ ) (рис. 1, а). После скачка среднего значения функции  $f_m$  логарифм отношения правдоподобия имеет тенденцию возрастания (его среднее значение возрастает по прямой с тангенсом угла наклона  $v_f^2 / \sigma_f^2$ ) (рис. 1, б). Таким же образом в среднем возрастает и решающая статистика  $g_k$ , которая до момента скачка была близка к нулю (рис. 1, в).

В условиях априорной неопределенности, когда величина обнаруживаемого скачка  $v_f$  неизвестна, она является неизвестным параметром функции правдоподобия  $\Lambda(k, v_f)$  и также подлежит оцениванию по критерию максимального правдоподобия. При известной координате точки скачка  $x_k$  (фиксированном  $k$ ) оценка максимального правдоподобия величины скачка имеет вид

$$\begin{aligned} \tilde{v}_f &= \arg \max_{v_f} v_f \sum_{m=k}^M \left( f_m - \mu_{f0} - \frac{v_f}{2} \right) = \\ &= \frac{1}{M - k + 1} \sum_{m=k}^M (f_m - \mu_{f0}). \end{aligned} \quad (4)$$



■ Рис. 1. Пример реализации функции  $f(x)$  (а), поведения соответствующего ей логарифма функции правдоподобия  $\Lambda(k)$  (б) и решающей статистики  $g_k$  (в)

При оценивании среднего  $\mu_{f0}$  используется модель анализируемого процесса  $B_0$ , а наличие явного решения для  $\tilde{v}_f$  вида (4) может быть присуще любой линейной модели анализируемого процесса  $B_1$ . Однако если координата точки скачка неизвестна, то оценивание координаты скачка и его величины в каждой возможной координате составляет задачу двухпараметрической максимизации отношения правдоподобия [2].

С учетом выражения (4) оценка максимального правдоподобия номера координаты, в которой выполняется гипотеза  $H_1$ , определяется выражением

$$\tilde{k} = \arg \max_k \frac{1}{2(M - k + 1)} \left[ \sum_{m=k}^M (f_m - \mu_{f0}) \right]^2. \quad (5)$$

Соответствующее правило принятия оптимального решения при оценке координаты скачка  $\tilde{k}$  имеет вид

$$g_k = \Lambda(\tilde{k}, \tilde{v}_f) = \max_k \frac{1}{2(M-k+1)} \left[ \sum_{m=k}^M (f_m - \mu_{f0}) \right] \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \delta. \quad (6)$$

Выражения (5) и (6) определяют процедуру оптимального обнаружения момента и величины разладки анализируемой функции  $f(t)$ , задаваемой составляющими  $f_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ . Реализуемый при этом алгоритм вычислений называется алгоритмом кумулятивных сумм. В работах [1, 2] показано, что данный алгоритм является оптимальным последовательным алгоритмом, который при фиксированной вероятности ошибки первого рода  $\alpha$  минимизирует среднее число измерений, производимых от начала разладки до ее обнаружения. Получаемая при этом оценка  $\tilde{k}$  совпадает с моментом последнего отрыва от нуля статистики  $g_k$ , алгоритм кумулятивных сумм (6) также называют алгоритмом кумулятивных сумм с отражающим от нуля экраном [3].

### Модифицированный алгоритм вычисления кумулятивных сумм с настраиваемым скользящим окном

На практике при решении прикладных задач обнаружения разладки необходимо обнаруживать не единственный скачок функции  $f(x)$ , а несколько скачков. Для поиска нескольких скачков необходимо выполнить процедуру поиска первого скачка функции  $f_i(x)$ , описываемую выражениями (5) и (6), для каждого значения  $x_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ . При принятии решения о наличии скачка функции  $f_m$  в момент  $x_k$  это значение фиксируется. Далее процедура оценки координаты скачка повторяется для значений  $x_m$ ,  $m = k + 1, \dots, M$  до обнаружения следующего скачка и так далее до тех пор, пока не будут оценены все  $M$  значений функции  $f_i(x)$ . Количество обнаруживаемых скачков  $M_1$  ограничивается величиной порога  $\delta$ .

Как показала практика использования алгоритма кумулятивных сумм (6) при последовательном поиске нескольких скачков, анализ функции  $f(x)$  по всей выборке  $m = 1, \dots, M$  не всегда позволяет обнаружить необходимые скачки. Это является следствием распространения алгоритма обнаружения одиночной разладки на задачу обнаружения многократной разладки и связано с тем, что решение о наличии разладки (скачка) анализируемой функции  $f_i(x)$  принимается в результате сравнения разницы ее среднего значения  $\mu_{f0}$  на интервале  $m = 1, \dots, k$  и среднего значения  $\mu_{f1}$  на интервале  $m = k + 1, \dots, M$ . При этом на первом интервале ( $m = 1, \dots, k$ ) до момента обнаружения разладки в силу выполнения гипотезы  $H_0$  других

разладок нет, а на втором интервале ( $m = k + 1, \dots, M$ ) после момента обнаружения разладки, соответствующей выполнению гипотезы  $H_1$ , могут иметь место и другие разладки. Если в моменты этих разладок на втором интервале имеют место скачкообразные изменения функции  $f(x)$  и в положительную, и отрицательную сторону, то эти изменения дают противоположный по знаку вклад в величину решающей статистики  $g_k$ , что затрудняет их обнаружение.

Для устранения этого эффекта предлагается использовать подход к обнаружению последовательности скачков анализируемой функции  $f(x)$ , основанный на ограничении интервала анализа дискретных отсчетов  $f_1, \dots, f_M$ . Многократная проверка с использованием критерия максимума логарифма отношения правдоподобия гипотезы  $H_0$  при альтернативе  $H_1$  осуществляется по ограниченной вспомогательной выборке  $f_{k+1}, \dots, f_{k+n}$ , выделенной с помощью скользящего окна, из исходной совокупности составляющих  $f_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ . Число элементов  $n$  во вспомогательной выборке, определяемое размером окна, выбирается таким образом, чтобы кумулятивная сумма формировалась из составляющих анализируемой функции, не содержащих противоположных скачков. Для выборки  $f_{k+1}, \dots, f_{k+n}$  вычисляется решающая статистика  $g_{k+1}^{k+n}$  и сравнивается с порогом  $\delta$ . При  $g_{k+1}^{k+n} \geq \delta$  выдается сигнал о наличии скачка, а при  $g_{k+1}^{k+n} < \delta$  рассматривается следующее значение  $f_{k+n+1}$  и обрабатывается следующая вспомогательная выборка  $f_{k+2}, \dots, f_{k+n+1}$ .

В результате имеем следующее правило принятия оптимального решения при оценке координаты скачка  $\tilde{k}$ :

$$g_{k+1}^{k+n} = \max_k \frac{v_f}{\sigma_f^2} \left[ \sum_{m=k+1}^{k+n} f_m - n\mu_{f0} - n\frac{v_f}{2} \right] \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix} \delta. \quad (7)$$

Алгоритм, определяемый выражением (7), представляет собой модифицированный алгоритм вычисления кумулятивных сумм со скользящим окном. При его использовании необходимо выбрать размер вспомогательной выборки (окна)  $n$ , соответствующий интервалу корреляции анализируемой функции  $f(x)$ . Этот интервал корреляции характеризует поле рассеяния пар значений функции  $f_m, f_{m+l}$ , где  $l$  — интервал между отсчетами, выраженный в числе точек, и оценивается по выборочной автоковариационной функции  $s_x(l)$  анализируемой функции  $f(x)$ .

Важным свойством автоковариационной функции является способность находить по ним характерные и повторяющиеся участки анализиру-

емого процесса (сигнала) [6]. В рассматриваемом случае анализ автоковариационной функции позволяет обнаруживать масштаб изменений анализируемой функции, соответствующий участкам изменения, которые дают противоположный по знаку вклад в величину решающей статистики  $g_k$  и могут быть не обнаружены. Объем вспомогательной выборки  $n$  можно определить по интервалу корреляции  $x_{\text{кор}}$  анализируемой функции  $f(x)$ , соответствующему ширине центрального пика выборочного коэффициента автоковариации  $r_x(l)$  от максимума до первого пересечения с линией, взятой на некотором уровне, например на уровне  $r_x = 0,5$ . В последующем полагается, что  $n = x_{\text{кор}0,5}/\Delta x$ , где  $x_{\text{кор}0,5}$  — интервал корреляции спектрального образа, определяемый по уровню  $r_x = 0,5$ ;  $\Delta x$  — расстояние между отсчетами  $f_1, \dots, f_M$  функции  $f(x)$ .

Выборочный коэффициент автоковариации определяется выражением

$$r_x(l) = \frac{1}{Mc_x(0)} \sum_{m=1}^{M-l} \left( f_m - \frac{1}{(M-l)} \sum_{m=1}^M f_m \right) \times \left( f_{m+l} - \frac{1}{(M-l)} \sum_{m=1}^M f_m \right), \quad (8)$$

где  $l = 1, 2, 3, \dots, L$ ;  $c_x(0)$  — автоковариация при  $l = 0$  (дисперсия выборки). Отметим принципиальное значение использования именно автоковариационной, а не автокорреляционной функции при определении интервала корреляции анализируемой функции  $f(x)$ , которая в общем случае имеет ненулевое среднее значение — постоянную составляющую. Наличие этой постоянной составляющей приводит к тому, что для стационарного ряда значений анализируемой функции автокорреляционная функция с увеличением  $x$  принимает положительные значения и демонстрирует свойство монотонного убывания по абсолютной величине. В результате масштаб автокорреляционной функции выбирается в соответствии с интервалом определения анализируемой функции, а влияние на автокорреляционную функцию изменений анализируемой функции в пределах этого интервала оказывается незначительным. В то же время масштаб автоковариационной функции, которая вычисляется без учета постоянной составляющей анализируемой функции, определяется, прежде всего, масштабом ее изменений на интервале анализа, что позволяет выделить интервал корреляционной связи между отсчетами.

При вычислении значений  $r_x(l)$  в соответствии с выражением (8) вычитание постоянной составляющей

осуществляется для каждой  $\frac{1}{(M-t)} \sum_{m=1}^M f_m$

дого из слагаемых внешней суммы по  $m$ . Поэтому выборочный коэффициент автоковариации  $r_x(l)$  обладает отмеченными свойствами и может быть использован для определения (настройки) размера окна при реализации модифицированного алгоритма кумулятивных сумм с настраиваемым скользящим окном.

### Пример применения предложенного модифицированного алгоритма обнаружения разладки при обработке многоспектральных данных

Одной из областей применения предложенного алгоритма обнаружения последовательности скачков анализируемой функции является анализ данных многоспектрального дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). В современных системах ДЗЗ широко используются многоспектральные и гиперспектральные датчики с числом спектральных каналов до нескольких тысяч, а корреляционное распознавание наблюдаемых объектов осуществляется по зарегистрированным спектральным образам [7, 8]. В этих условиях для оперативной обработки и передачи данных ДЗЗ необходимо выбирать так называемые наиболее информативные спектральные каналы, соответствующие областям существенных изменений спектральных образов [7].

Рассмотрим пример работы модифицированного алгоритма вычисления кумулятивных сумм с настраиваемым скользящим окном при обнаружении наиболее информативных спектральных каналов многоспектральной системы ДЗЗ. В данном случае в качестве анализируемой функции  $f(x)$  выступает спектральный образ наблюдаемого объекта или подстилающей поверхности  $I(\lambda)$ , где  $\lambda$  — длина волны излучения, в виде дискретных составляющих  $I_1, \dots, I_M$  значений коэффициента спектральной яркости, регистрируемой в  $M$  спектральных каналах, каждый со средней длиной волны  $\lambda_m$  и спектральным разрешением  $\Delta\lambda_m$ ,  $m = 1, \dots, M$ . С точки зрения корреляционного распознавания, выбор наиболее информативных спектральных каналов состоит в определении спектральных составляющих, которые при распознавании дают наибольшую корреляцию зарегистрированного спектрального образа с эталонным. Очевидно, что при корреляционном распознавании по спектральным образам максимальный вклад в величину коэффициента корреляции вносят спектральные составляющие, соответствующие участкам наиболее быстрого изменения анализируемого спектрального образа  $I(\lambda)$ , на которых функция, описывающая спектральный образ, имеет некоторые локальные особенности и существенные изменения в характере поведения.

В рассматриваемом случае анализируемым процессом является спектральный образ  $I(\lambda)$ , и задача обнаружения изменения свойств анализируемого процесса переносится в частотную область (координатой изменения процесса является длина волны  $\lambda$ ). При этом постановка задачи определения участков существенных изменений анализируемых спектральных образов полностью соответствует рассмотренной задаче обнаружения разладки анализируемого процесса, и для нее при принятых допущениях может быть получено строгое решение по критерию максимального правдоподобия.

В общем случае задача обнаружения изменения свойств (разладки) анализируемого процесса включает две последовательно решаемые задачи — установления факта изменения свойств и определения момента (координаты) изменения свойств, если считается (по результатам решения первой задачи), что оно произошло. В случае анализа спектральных образов при многоспектральном ДЗЗ решение двух указанных задач позволяет получить оценки координат  $\lambda_k$  или номеров  $k$  наиболее информативных спектральных каналов для распознавания по ограниченному объему многоспектральных данных. При этом следует отметить, что выбор для распознавания наиболее информативных спектральных каналов соответствует гипотезе существования существенной размерности спектральных признаков при распознавании объектов в системах ДЗЗ, что следует из физической природы оптического излучения [9]. В частности, установлено, что существенная размерность многоспектральных данных в диапазоне  $0,4 \div 15,0$  мкм, определяемая для явлений отражения и излучения энергии от поверхности Земли, составляет около шести. Близкую оценку спектральной размерности данных наблюдений дают и исследования вероятности распознавания по спектральным признакам техногенных объектов на фоне природной подстилающей поверхности [9].

При определении областей изменения зарегистрированного спектрального образа его составляющие в области анализа  $I_1, I_2, \dots, I_M$  рассматриваются как последовательность независимых случайных гауссовых величин с параметрами: дисперсией  $\sigma_I^2$  и кусочно-постоянным средним  $\mu_I$ , которое скачкообразно изменяется при переходе от одной дискретной координаты  $\lambda_m$  к другой. Оценки максимального правдоподобия координат  $k$  наиболее значимых изменений анализируемого спектрального образа и правила принятия решения (решающая статистика) с использованием алгоритма вычисления кумулятивных сумм спектральных составляющих со скользящим окном определяются выражениями (5) и (7)

соответственно с заменой составляющих  $f_1, \dots, f_M$  на составляющие дискретного спектрального образа в области анализа  $I_1, \dots, I_M$ , дисперсии  $\sigma_f^2$  — на  $\sigma_I^2$ , среднего значения  $\mu_{f0}$  — на  $\mu_{I0}$  и величины скачка  $v_f$  — на  $v_I$ . Последовательное применение данного алгоритма к выборке значений спектральных составляющих позволяет определить номера наиболее информативных спектральных каналов.

На рис. 2 представлены результаты применения рассмотренного модифицированного алгоритма обнаружения разладки к типовому спектральному образу наблюдаемого объекта, полученному в  $M = 200$  спектральных каналах в диапазоне длин  $0,35 \div 2,5$  мкм. Для этого спектрального образа в соответствии с алгоритмом, определяемым выражениями (5) и (7) и запрограммированным в среде программирования MathLab, был осуществлен выбор наиболее информативных спектральных каналов при различных значениях параметров  $n$  и  $\delta$ . На графиках приведен анализируемый спектральный образ, совмещенный с диаграммами, показывающими выбор областей существенного изменения спектрального образа в группах по 10 каналов, соответствующих номерам каналов, приведенным в таблицах под диаграммами для различных значений размера вспомогательной выборки  $n$  порога  $\delta$ . Анализ диаграмм и табличных данных позволяет сравнить результаты выбора наиболее информативных спектральных каналов при различных значениях  $n$  и  $\delta$  и выявить ряд тенденций.

При использовании вспомогательной выборки с изменяющимся объемом  $n = M - k$  и значениями порога  $\delta = 1, \dots, 0,01$  (рис. 2, а) хорошо обнаруживаются только наиболее крупные скачки функции спектрального образа (спектральные каналы 78–82, 137–139, 169–170). При пороге  $\delta < 0,01$  дополнительно обнаруживаются менее крупные скачки функции спектрального образа (спектральные каналы 146, 168–169, 182–189). Таким образом, алгоритм с таким объемом вспомогательной выборки способен обнаруживать малые скачки функции спектрального образа только для больших номеров спектральных каналов, ближайших к  $M$ . Это обусловлено тем, что поиск скачков функции спектрального образа в канале с номером  $k$  ведется по результату сравнения среднего значения спектральных составляющих на интервале от предыдущего обнаруженного скачка до канала с номером  $k$  и среднего на интервале от  $k$  до  $M$ . В таком случае при малом значении  $k$  некоторые скачки функции спектрального образа не вносят существенного изменения в среднее значение спектральных составляющих интервала от  $k$  до  $M$ . При прибли-





жении значения  $k$  к  $M$  интервал вычисления среднего уменьшается, и малые скачки становятся более заметными для алгоритма.

При использовании вспомогательной выборки малого объема, например  $n = 3$ , и при малых значениях порога  $\delta < 0,01$  (рис. 2, б) проявляется тенденция к обнаружению большого числа малых скачков. Таким образом, алгоритм становится более чувствительным к многочисленным шумовым составляющим функции спектрального образа, обнаруживая помимо значительных скачков функции спектрального образа все прочие менее значимые скачки.

В двух рассмотренных случаях выбор объема вспомогательной выборки  $n$  (размера окна) осуществлялся без учета величины интервала автокорреляции  $\lambda_{\text{кор}0,5}$  автоковариационной функции анализируемого спектрального образа. Как показали исследования функций спектральных образов различных наземных объектов и подстилающей поверхности, для рационального выбора значения  $n$  может быть рекомендовано его определение по величине интервала корреляции  $\lambda_{\text{кор}0,5}$ , соответствующего ширине центрального пика автоковариационной функции  $c_\lambda(l)$  анализируемой функции  $I(\lambda)$ . Выборочный коэффициент автоковариации дискретной функции спектрального образа  $r_\lambda(l)$  определяется выражением вида (8) с заменой составляющих  $f_1, \dots, f_M$  на составляющие  $I_1, \dots, I_M$ . Для рассматриваемого в качестве примера спектрального образа определяемая таким путем величина вспомогательной выборки составляет  $n = 20$ .

Таким образом, в общем случае размер вспомогательной выборки  $n$  при настройке алгоритма анализа спектрального образа сверху ограничивается условием  $n < M - k$  и выбирается исходя из условия  $\lambda_{\text{кор}0,5} / \Delta\lambda \leq n \leq \lambda_{\text{кор}} / \Delta\lambda$ . При выборе параметра  $n$  результаты работы алгоритма становятся зависимыми только от выбора порога  $\delta$ . Увеличение порога  $\delta$  приводит к уменьшению количества выбираемых наиболее информативных спектральных каналов, а уменьшение  $\delta$  — соответственно к увеличению их количества. Подбирая значения порога  $\delta$ , можно осуществлять управление алгоритмом обработки спектрального образа по параметру  $M_1$  — числу выбираемых наиболее информативных спектральных каналов.

При использовании вспомогательной выборки объемом  $n = 20$  и значениях порога  $\delta = 1, \dots, 0,1$  (рис. 2, в) алгоритм позволяет обнаруживать только наиболее крупные скачки функции спектрального образа (спектральные каналы на интервалах 38, 81–83, 138–139, 170–174). При значении порога  $\delta < 0,1$  помимо крупных скачков обнаруживаются менее значительные, а крупные скачки представляются обнаружением несколь-

ких скачков в близко расположенных спектральных каналах. Например, при значении порога  $\delta = 0,1$  в анализируемой функции спектрального образа обнаруживается пять скачков с соответствующими номерами спектральных каналов 38, 81, 96, 138, 170. При снижении порога до  $\delta = 0,005$  скачок функции спектрального образа, обнаруживаемый ранее в спектральном канале 38, также обнаруживается, но представлен уже тремя каналами с номерами 21, 33 и 51. Аналогично скачок в спектральном канале 81, обнаруживаемый при  $\delta = 0,1$ , при  $\delta = 0,005$  представлен четырьмя каналами с номерами 79, 84, 90 и 105. Аналогичная тенденция наблюдается и в других случаях.

Результаты проведенных исследований, в частности диаграммы, приведенные на рис. 2, свидетельствуют, что с изменением порога происходит изменение чувствительности алгоритма с хорошей повторяемостью выбора наиболее информативных спектральных каналов в областях наиболее существенных изменений анализируемых спектральных образов. На практике при реализации алгоритма выбора наиболее информативных спектральных каналов необходимым условием является выбор для любой функции спектрального образа  $I(\lambda)$  одного и того же количества  $M_1$  спектральных каналов. При таком условии для каждой реализации функции  $I(\lambda)$  необходим подбор порогового значения  $\delta$ , обеспечивающего выбор заданного количества  $M_1$  областей существенного изменения. Однако вычисление пороговых значений  $\delta$ , обеспечивающих выбор заданного количества  $M_1$  наиболее информативных спектральных каналов, для всего многообразия реализаций функций  $I(\lambda)$  и условий многоспектральной съемки является задачей, не имеющей общего решения. Она должна решаться итерационно для заданных  $I(\lambda)$  и  $M_1$ .

## Заключение

В работе рассмотрено решение задачи обнаружения координат изменения свойств (разладки) случайного процесса в виде правила принятия решения и оценки максимального правдоподобия координаты скачка анализируемой функции, определяемой с использованием алгоритма вычисления кумулятивных сумм. Для представляющего наибольший практический интерес случая определения последовательности скачков предложен модифицированный алгоритм вычисления кумулятивных сумм со скользящим окном, ограничивающим объем выборки, используемой при расчетах спектральных составляющих. Использование скользящего окна позволяет исключить пропуски скачков, дающих противопо-

ложный по знаку вклад в величину решающей статистики. Основными настраиваемыми параметрами алгоритма являются величина порога и объем вспомогательной выборки, определяющий размер скользящего окна.

Разработанный алгоритм вычисления кумулятивных сумм со скользящим окном программно реализован в виде пакета прикладных программ в среде программирования MathLab и применен для анализа функций спектральных обра-

зов наземных объектов и подстилающей поверхности в целях выбора наиболее информативных спектральных каналов многоспектральных систем ДЗЗ. Анализ полученных результатов демонстрирует работоспособность алгоритма и возможности его настройки с хорошей повторяемостью выбора наиболее информативных спектральных каналов в областях наиболее существенных изменений анализируемых типовых спектральных образов.

### Литература

1. Жиглявский А. А., Красковский А. Е. Обнаружение разладки случайных процессов в задачах радиотехники. — Л.: Изд-во ЛГУ, 1988. — 224 с.
2. Бассвиль М. и др. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем: пер. с англ. — М.: Мир, 1989. — 280 с.
3. Никифоров И. В. Последовательное обнаружение изменения свойств временных рядов. — М.: Наука, 1983. — 200 с.
4. Ширяев А. Н. Статистический последовательный анализ. Оптимальные правила остановки. — М.: Наука, 1976. — 272 с.
5. Ширяев А. Н. Об условно-экстремальных задачах скорейшего обнаружения непредсказуемых моментов у наблюдаемого броуновского движения // Теория вероятностей и ее применения. 2008. Т. 53. Вып. 4. С. 751–768.
6. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977. — 432 с.
7. Мальцев Г. Н., Козин И. А., Фатеев В. Ф. Методы выбора наиболее информативных спектральных каналов при дистанционном зондировании Земли с малых КА // Изв. вузов. Приборостроение. 2007. № 6. С. 23–31.
8. Мальцев Г. Н., Козин И. А., Данилкин А. П. Космические системы и технологии многоспектрального дистанционного зондирования Земли // Информатика и космос. 2010. № 1. С. 148–158.
9. Дейвис Ш. М. и др. Дистанционное зондирование: количественный подход: пер. с англ. — М.: Недра, 1983. — 415 с.

УДК 681.513.3

## АЛГОРИТМ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЛИНИИ ВИЗИРОВАНИЯ ОПЕРАТОРА

**Б. А. Алпатов,**

доктор техн. наук, профессор

**О. Е. Балашов,**

канд. техн. наук, доцент

**А. И. Степашкин,**

канд. техн. наук, доцент

Рязанский государственный радиотехнический университет

**Д. В. Трофимов,**

начальник сектора НКЦ ВКТ

ОАО «Государственный Рязанский приборный завод»

Рассматривается один из возможных вариантов построения наשלемной системы обзора и целеуказания, а также приводится алгоритм вычисления угловых координат оптической оси наשלемного видеодатчика, принимаемой в качестве линии визирования оператора.

**Ключевые слова** — наשלемная система целеуказания, измерение угловых координат.

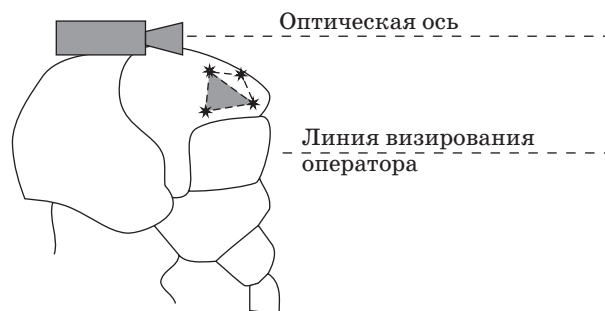
### Введение

Неотъемлемой частью современных видеокomпьютерных бортовых систем (самолетов, вертолетов и т. п.) является наשלемная система позиционирования (НСП), предназначенная для повышения точности решения задач обзора оператором внешней обстановки, целеуказания и автоматического сопровождения объектов [1–3]. Принцип работы НСП в составе бортовой оптико-механической системы состоит в том, что оператор, экипированный шлемом с закрепленными на нем специальными очками со встроенным микродисплеем, поворотом головы меняет в пространстве направление своей линии визирования, отслеживаемой видеодатчиком (ВД) оптико-механической системы с помощью НСП, при этом изображение с ВД передается на микродисплей шлема [4].

### Принцип построения наשלемной системы позиционирования

Направление визирной линии оператора зависит не только от поворота его головы, но и от положения зрачков его глаз. Поэтому в определенной мере целесообразна замена истинной визирной линии оператора искусственной, например, оптической осью ВД, закрепленного на шлеме

оператора, изображение с которого также можно подавать на микродисплей очков (рис. 1). Направление оптической оси ВД, отмечаемое перекрестием на его изображении, не обязательно в точности должно соответствовать естественной визирной линии оператора, который при целеуказании движением головы (шлема оператора) должен оптическую ось (в дальнейшем будем называть ее визирной линией оператора) направить строго на объект (совместить на изображении объект с перекрестием). Использовать такой ВД с изменяемым полем зрения есть смысл в режиме целеуказания при нахождении объекта интереса непосредственно в поле зрения оператора.

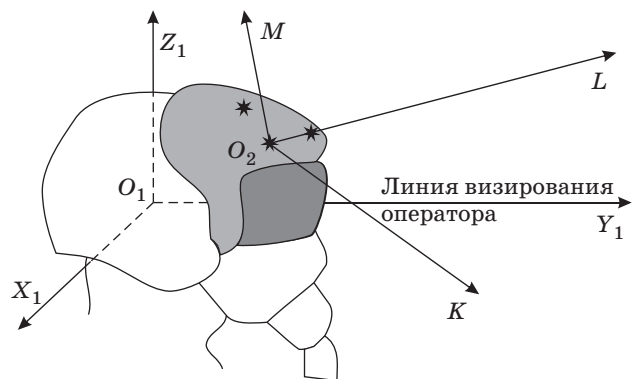


■ **Рис. 1.** Расположение ВД и светодиодов на шлеме пилота

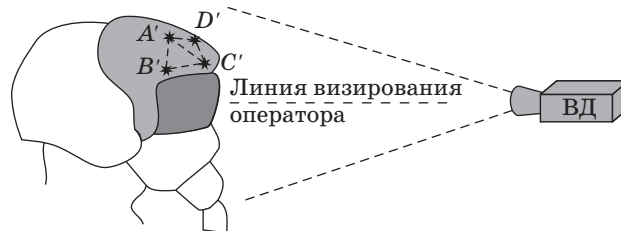
В данной работе для измерения угловых координат направления оптической оси наשלемого ВД (иначе — угловых координат положения шлема оператора) используется оптический способ. Для этого на шлеме закрепляют светодиоды, играющие роль реперных точек для видеокамеры измерительной системы НСП. Количество и размещение светодиодов определяется алгоритмом измерения угловых координат линии визирования и необходимой точностью измерения. В разрабатываемой системе предлагается использовать четыре светодиода, три из которых образуют основной реперный треугольник, а четвертый, размещенный сбоку, образует с двумя ближайшими к нему реперами дополнительный реперный треугольник. На рис. 1 показаны основной (затенен) и дополнительный реперные треугольники. По умолчанию подразумевается, что речь будет вестись об основном реперном треугольнике. Ориентация треугольника описывается системой координат  $O_2KLM$ , привязанной к треугольнику так, что точка  $O_2$  совпадает с одним из реперов, ось  $O_2L$  проходит через два репера, плоскость  $O_2KL$  является плоскостью треугольника, а ось  $O_2M$  перпендикулярна плоскости треугольника и образует правую систему координат (рис. 2).

Будем считать, что на этапе производства оборудования НСП измерена ориентация и положение реперного треугольника относительно системы координат, связанной со шлемом оператора. Система координат шлема ориентирована так, что одна из осей совпадает с оптической осью ВД (ось  $O_1Y_1$ , рис. 2), закрепленного на шлеме. Таким образом, определив расположение в пространстве системы координат, привязанной к реперному треугольнику, можно вычислить ориентацию шлема и направление оптической оси оператора.

Вычислять положение и ориентацию реперного треугольника предлагается с помощью измерительной системы НСП, которая реализуется с использованием одной видеокамеры (рис. 3). В задачу измерительной системы входит опреде-



■ Рис. 2. Системы координат шлема и реперного треугольника



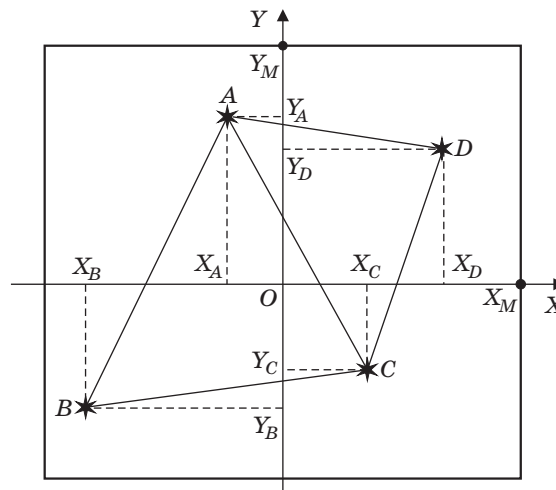
■ Рис. 3. Расположение видеодатчика НСП

ление пространственных координат реперных точек в ее системе координат и пересчет измеренных координат в систему координат строительных осей летательного аппарата (носителя) с переводом их в угловые координаты визирной линии оператора в этой системе.

Конструктивное размещение светодиодов должно быть таким, чтобы они всегда находились в поле зрения видеокамеры измерительной системы. Для выполнения указанного условия может потребоваться большее количество светодиодов, позволяющих определить направление визирной линии оператора в широких диапазонах изменения положения и ориентации шлема оператора.

### Модель изображения

Модель изображения, формируемая ВД измерительной системы НСП, может быть представлена следующим образом. На изображении, формируемом ВД, светодиоды (центры изображения светодиодов) представлены точками  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$  (рис. 4). Координаты центров изображений светодиодов  $X_A, Y_A, X_B, Y_B, X_C, Y_C, X_D, Y_D$  в плоскости изображения каждого кадра (измерительная система координат  $OXY$ ) определяются в блоке определения координат оптико-механической си-



■ Рис. 4. Изображение, формируемое ВД измерительной системы НСП

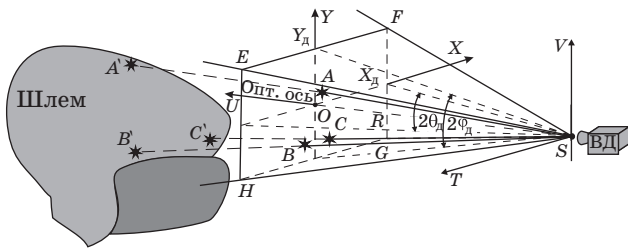


Рис. 5. Модель изображения, формируемого ВД

стемы [5]. Оптической оси ВД соответствует точка  $O$  на изображении. Считается известным угловое поле зрения ВД, которому соответствует прямоугольное изображение, формируемое ВД, размером  $2X_M \times 2Y_M$ . По измеренным значениям  $X_A, Y_A, X_B, Y_B, X_C, Y_C, X_D, Y_D$  и известным расстояниям между светодиодами (замеряются на этапе производства шлема) на момент получения видеокadra вычисляются пространственные координаты реперов в измерительной системе координат, по которым определяются угловые координаты линии визирования оператора.

Примем в качестве модели изображения, формируемого ВД с полем зрения ( $2\theta_d \times 2\varphi_d$ ), изображение размером  $2X_d \times 2Y_d$ , получающееся на чувствительной прямоугольной пластине  $EFGH$ , перпендикулярной к оптической оси ВД  $SO$  и расположенной на расстоянии  $R$  от точки  $S$  (центра оптической системы ВД). Построение модели изображения осуществляется при условии, что любая произвольная точка пластины воспринимает только световой поток луча, проходящего через данную точку и центр  $S$  ВД (рис. 5, точка  $D'$  на рисунке не показана для упрощения иллюстрации). Указанная модель изображения в некотором масштабе, зависящем от величины  $R$  и фокусного расстояния линзы, будет повторять изображение, формируемое ВД. В дальнейшем под создаваемым ВД изображением будем понимать изображение на плоском прямоугольнике  $EFGH$ , размеры которого определяются величинами  $R, \theta_d, \varphi_d$ .

### Алгоритм вычисления угловых координат оптической оси оператора

Для вычисления угловых координат оптической оси нашлемного видеодатчика рассмотрим векторы  $\overline{SA}, \overline{SB}, \overline{SC}, \overline{SD}$ , пространственно ориентированные на реперные светодиоды  $A', B', C', D'$ . Проекции векторов  $\overline{SA}, \overline{SB}, \overline{SC}, \overline{SD}$  на оси системы координат  $STUV$  с учетом параллельности плоскостей  $EFGH$  и  $STV$  равны  $[X_A R Y_A], [X_B R Y_B], [X_C R Y_C], [X_D R Y_D]$ . Таким образом, координаты векторов  $\overline{SA}, \overline{SB}, \overline{SC}, \overline{SD}$  в системе координат  $STUV$  равны

$$\begin{aligned} T_A &= X_A; U_A = R; V_A = Y_A; \\ T_B &= X_B; U_B = R; V_B = Y_B; \\ T_C &= X_C; U_C = R; V_C = Y_C; \\ T_D &= X_D; U_D = R; V_D = Y_D. \end{aligned} \quad (1)$$

Изменение модуля вектора не меняет его направления, поэтому можно перейти к рассмотрению векторов  $\overline{Sa}, \overline{Sb}, \overline{Sc}, \overline{Sd}$  с координатами

$$\begin{aligned} T_a &= \frac{X_A X_d}{X_d R} = \frac{N_{XA}}{N_{Xd}} \operatorname{tg} \theta_d; U_a = 1; \\ V_a &= \frac{Y_A Y_d}{Y_d R} = \frac{N_{YA}}{N_{Yd}} \operatorname{tg} \varphi_d; T_b = \frac{X_B X_d}{X_d R} = \frac{N_{XB}}{N_{Xd}} \operatorname{tg} \theta_d; \\ U_b &= 1; V_b = \frac{Y_B Y_d}{Y_d R} = \frac{N_{YB}}{N_{Yd}} \operatorname{tg} \varphi_d; \\ T_c &= \frac{X_C X_d}{X_d R} = \frac{N_{XC}}{N_{Xd}} \operatorname{tg} \theta_d; U_c = 1; \\ V_c &= \frac{Y_C Y_d}{Y_d R} = \frac{N_{YC}}{N_{Yd}} \operatorname{tg} \varphi_d; T_d = \frac{X_D X_d}{X_d R} = \frac{N_{XD}}{N_{Xd}} \operatorname{tg} \theta_d; \\ U_d &= 1; V_d = \frac{Y_D Y_d}{Y_d R} = \frac{N_{YD}}{N_{Yd}} \operatorname{tg} \varphi_d, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $N_{XA}, N_{YA}, N_{XB}, N_{YB}, N_{XC}, N_{YC}, N_{XD}, N_{YD}, N_{Xd}, N_{Yd}$  — представление соответствующих величин в пикселях реально обрабатываемого изображения.

Рассматривая треугольники  $\Delta A'SB', \Delta A'SC', \Delta B'SC'$ , с использованием теоремы косинусов можно записать следующие выражения:

$$\begin{aligned} A'B'^2 &= SA'^2 + SB'^2 - 2SA'SB' \cos(\angle A'SB'); \\ A'C'^2 &= SA'^2 + SC'^2 - 2SA'SC' \cos(\angle A'SC'); \\ B'C'^2 &= SB'^2 + SC'^2 - 2SB'SC' \cos(\angle B'SC'). \end{aligned} \quad (3)$$

Угол  $\angle A'SB'$  между векторами  $\overline{SA'}$  и  $\overline{SB'}$  равен углу между векторами  $\overline{Sa}$  и  $\overline{Sb}$ , поэтому его можно вычислить по выражению

$$\angle A'SB' = \operatorname{acos} \frac{(\overline{Sa}, \overline{Sb})}{\|\overline{Sa}\| \|\overline{Sb}\|}. \quad (4)$$

Углы  $\angle A'SC', \angle B'SC'$  вычисляются аналогично. В НСП расстояния между светодиодами  $A'B', B'C', A'C'$  являются известными величинами (измерены). Поэтому выражения (3) можно рассматривать как систему трех уравнений с тремя неизвестными  $SA', SB', SC'$  (расстояния от оптического центра ВД до центров светодиодов).

Уравнения в (3) относительно каждой переменной имеют второй порядок. Поэтому решить систему представляется возможным, например,

следующим способом. Решим в символьном виде первое уравнение относительно неизвестной  $SA$ , являющееся квадратным уравнением. Получившиеся два корня поочередно подставим во второе уравнение. Аналогично поступим с третьим уравнением, решим его символьно относительно неизвестной  $SC$  и подставим корни во второе уравнение. В результате из второго уравнения системы (3) получим нелинейное уравнение четвертого порядка, решение которого можно найти аналитически или численными методами в диапазоне допустимых расстояний от ВД до светодиодов. В результате решения системы уравнений (3) получим шестнадцать возможных решений. Решения, содержащие отрицательные значения или не укладывающиеся в диапазон допустимых значений, можно сразу отбросить, так как расстояния от ВД до светодиодов неотрицательные величины и имеют диапазон значений, ограниченный физическими возможностями оператора по перемещению в кабине носителя головы (шлема) и расположением оператора относительно ВД системы позиционирования. Для общности будем учитывать все шестнадцать решений.

По значениям расстояний от центра ВД до светодиодов ( $SA', SB', SC'$ ) и координатам векторов ( $Sa, Sb, Sc$ ), указывающих направление на светодиоды, можно вычислить координаты светодиодов в системе координат ВД  $STUV$ . Получив шестнадцать наборов возможных координат вершин реперного треугольника  $\triangle ABC$ , перейдем к процедуре поиска единственного истинного решения.

По вычисленным координатам точек  $A', B', C'$  и измеренному, например на этапе производства, взаимному расположению всех светодиодов легко найти в системе координат  $STUV$  координаты точки  $D' [T_{D'}, U_{D'}, V_{D'}]$ . В результате в общем случае получим шестнадцать наборов координат точек  $A', B', C'$  и  $D'$  для каждого решения системы (3). Для выбора истинного решения необходимо сравнить направление вектора  $SD'$  (вектор направлен из начала координат точки  $S$  в вычисленную точку  $D'$ ) с направлением вектора  $Sd$ . Только для одного (истинного) решения направления векторов  $SD'$  и  $Sd$  совпадут.

Если решение системы уравнений (3) было получено с использованием численных методов, то выбирать решение, описывающее положение реперного треугольника в пространстве, следует такое, чтобы абсолютное значение угла между вектором  $SD'$ , соответствующего решению системы (3), и вектором  $Sd$  было как можно меньше.

По координатам вершин реперного треугольника легко определить ориентацию реперного треугольника в пространстве в текущий момент времени. Для этого следует вычислить направляющие косинусы базиса системы координат  $O_2KLM$

в системе координат ВД  $STUV$ . Таким образом, можно найти углы Эйлера, показывающие поворот системы координат реперного треугольника относительно системы координат ВД НСП. Будем считать, что измерены углы поворота системы координат реперного треугольника относительно системы координат ВД НСП в момент юстировки. Тогда легко вычислить текущие угловые координаты линии визирования оператора как разность текущих углов поворота и углов поворота в момент юстировки системы координат реперного треугольника относительно измерительной системы НСП.

### Заключение

Таким образом, решена задача вычисления угловых координат линии визирования оператора. Использование НСП в комплексе бортового оптико-электронного оборудования позволяет расширить возможности последнего, повысить точность решения задачи автоматического сопровождения объектов, уменьшить нагрузку на оператора.

Исследования выполнены при поддержке государственного контракта № П1002 от 27 мая 2010 г., заключенного с Министерством образования и науки.

### Литература

1. Алпатов Б. А., Бабаян П. В., Балашов О. Е., Степашкин А. И. Обработка изображений и управление в системах автоматического сопровождения объектов: учеб. пособие / Рязан. гос. радиотехн. ун-т. — Рязань, 2011. — 236 с.
2. Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И. Повышение точности сопровождения объектов бортовой оптико-механической системой с двухосным карданным подвесом // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. Вып. 9. С. 20–23.
3. Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И. Прогнозирование угловых координат движущихся объектов в бортовых оптико-механических системах // Информационно-управляющие системы. 2011. № 5. С. 2–7.
4. Балашов О. Е., Степашкин А. И. Нашлемная система обзора и целеуказания // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. Вып. 4 (38). С. 40–44.
5. Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И. Управление приводами гиросtabilизированной платформы в видеокomпьютерной системе сопровождения объектов // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2003. Вып. 12. С. 38–41.

УДК 623.746.07519

## ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА ПРИВЕДЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА ДВИЖУЩЕЕСЯ СУДНО

**Ю. Ф. Подоплёкин,**

доктор техн. наук, первый заместитель генерального директора по науке

**С. Г. Толмачёв,**

канд. техн. наук, старший научный сотрудник

**С. Н. Шаров,**

доктор техн. наук, начальник лаборатории

ОАО «Концерн «Гранит-Электрон», г. Санкт-Петербург

Предложены технические решения, обеспечивающие посадку беспилотного летательного аппарата на посадочное устройство движущегося судна. Приведены результаты моделирования, показывающие, что предложенные варианты управления в условиях качки судна позволяют обеспечить требуемую точность приведения летательного аппарата в точку посадки.

**Ключевые слова** — беспилотный летательный аппарат, судно, информационно-управляющая система.

### Введение

Ведение длительного наблюдения (мониторинга) за состоянием водной поверхности и прилегающих к ней районов является одним из наиболее перспективных направлений с точки зрения целесообразности применения судовых комплексов беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) военного и гражданского назначения [1–4].

Наиболее сложной, проблемной и дорогостоящей частью решения данной задачи может быть осуществление постоянного мониторинга обширных районов морских и океанских акваторий. Применение с этой целью авиационных комплексов с их основным преимуществом в течение сравнительно короткого времени производить осмотр достаточно больших площадей акваторий с помощью бортовых средств поиска и обнаружения наиболее оправдано. Использование в этом случае БПЛА способно существенно уменьшить стоимость задания и риск потери личного состава в сравнении с пилотируемыми летательными аппаратами самолетного и вертолетного типа.

Однако проблема возвращения БПЛА на движущееся судно-носитель до сих пор не имеет удовлетворительного решения. В настоящей статье рассмотрим особенности функционирования информационно-управляющей системы БПЛА

и судна [2] для обеспечения посадки БПЛА в условиях качки.

### Особенности траектории возвращения БПЛА на движущееся судно

При составлении полетного задания движения БПЛА для выполнения мониторинга заданного участка водной или земной поверхности рассчитываются время и маршрут его возвращения для посадки на судно. Для этой цели определяется расчетная точка местонахождения судна в момент прихода на посадку БПЛА с учетом особенностей движения судна. Однако при выполнении программы полета движение БПЛА, заданное полетным заданием, может существенно меняться по команде с пульта управления в зависимости от результатов текущей информации мониторинга или изменения маршрута движения судна. В связи с этим необходимо во время полета контролировать возможность возвращения БПЛА на судно. Для этого необходимо определить длину минимального пути возвращения с учетом маневров разворота БПЛА в сторону судна и подхода к посадочному устройству.

Траектория возвращения — движение БПЛА, находящегося в момент начала сближения в точке  $A_0$  с вектором скорости  $V_A$  в точку  $P_T$ , где про-

исходит его зацепление посадочным устройством (посадка). Полагаем, что рассматриваемая траектория лежит в плоскости, проходящей через точки  $A_0$ ,  $\Pi_T$  и вектор  $V_A$  (рис. 1).

В момент времени  $t = 0$  (начало маневра сближения) БПЛА находится в точке  $A_0$  с координатами  $X_{A0}, Y_{A0}, Z_{A0}$ , имеет скорость  $V_A$  и направление движения  $\Phi_{A0}(\psi_0, \vartheta_0)$ . В этот момент судно с устройством посадки (причаливания) находится в точке  $\Pi_0$  с координатами  $X_{\Pi_0}, Y_{\Pi_0}, Z_{\Pi_0}$ , имеет скорость  $V_{\Pi_0}$  и направление движения  $\Phi_{\Pi_0}(\psi_{\Pi_0}, \vartheta_{\Pi_0})$ . Прогнозируемые координаты положения судна в момент  $t_{\Pi} = T$  стыковки БПЛА с посадочным устройством обозначим  $X_{\Pi T}, Z_{\Pi T}$ . Траектория сближения лежит в плоскости  $(A_0, \Pi_T, V_{\Pi T})$ , уравнение которой в общем виде

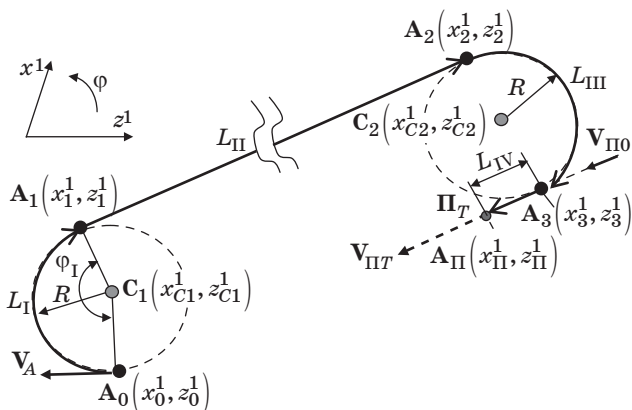
$$B_X(x - x_0) + B_Y(y - y_0) + B_Z(z - z_0) = 0, \quad (1)$$

где коэффициенты  $B_X, B_Y, B_Z$  определяются из условий принадлежности точек  $A_0, \Pi_T$  и вектора  $V_{\Pi T}$  этой плоскости (1).

В новой системе координат вся траектория сближения от  $A_0$  до  $A_3$  находится в плоскости  $x^1, z^1$  (см. рис. 1). Это справедливо в случае, если углы  $\vartheta$  наклона вектора скорости БПЛА и носителя в вертикальной плоскости близки друг к другу по величине. На этом рисунке показаны направления осей  $x^1, z^1$ , а также положительное направление поворота в плоскости.

В общем случае траектория сближения состоит из четырех характерных частей. Первая часть, соответствующая развороту БПЛА в сторону посадки, — от точки начального положения БПЛА  $A_0$  до точки окончания маневра разворота  $A_1$ .

Если пренебречь инерционностью системы управления БПЛА, то можно считать, что маневр происходит в плоскости (1) по дуге окружности минимально возможного радиуса  $R$  с центром в точке  $C_1(x_{C1}^1, z_{C1}^1)$ . При этом



■ Рис. 1. Типовая траектория возвращения БПЛА

$$x_{C1}^1 = x_0^1 + R \sin \psi_0; \quad z_{C1}^1 = z_0^1 + R \cos \psi_0, \quad (2)$$

где  $R$  — радиус маневра разворота БПЛА, который определяется допустимой величиной боковой перегрузки и допустимой величиной угла скольжения.

Длина первого участка  $L_I = \varphi_I R$ , где  $\varphi_I$  — угловое расстояние между  $A_0$  и  $A_1$ .

Вторая часть траектории сближения — прямолинейный участок, соединяющий точку окончания первого маневра  $A_1$  и точку  $A_2$ , соответствующую началу второго маневра выхода на курс судна с посадочным устройством. Маневр третьего участка — движение по окружности радиуса  $R$  с центром в точке  $C_2$ .

Длина этого участка равна расстоянию между центрами окружностей первого и второго разворота БПЛА, т. е.  $L_{II} = |C_2 - C_1|$ . Курсовой угол движения БПЛА на этом участке, соответственно:  $\varphi_{A2} = \arg(C_2 - C_1)$ .

Третья часть траектории сближения — движение по окружности от точки  $A_2$  до точки  $A_3$ , в которой направление движения БПЛА совпадает с направлением движения носителя посадочного устройства. Длина этого участка  $L_{III} = \varphi_{III} R$ , где  $\varphi_{III}$  — угловое расстояние между точками  $A_2$  и  $A_3$ .

Последний, четвертый участок — движение, близкое к прямолинейному, по курсу носителя между точками  $A_3$  и конечной точкой  $A_{\Pi}$  посадки БПЛА, совпадающей с точкой  $\Pi_T$ . Длина этого участка  $L_{IV}$  имеет постоянное значение, например 300–800 м. Эта величина принимается заранее из условия обеспечения точного приведения БПЛА на устройство посадки. Здесь компенсируются погрешности реализации расчетной траектории сближения и происходит снижение скорости БПЛА до величины, необходимой для посадки.

Если принять  $T_3$  — время маневра возвращения БПЛА в точку  $A_3$ , то

$$A_3 = \Pi_0 + \int_0^{T_3} V_{\Pi}(t) dt, \quad (3)$$

где  $\Pi_0$  — место нахождения носителя с посадочным устройством в момент  $t = 0$  — момент принятия решения о возврате БПЛА;  $V_{\Pi}(t)$  — скорость носителя с посадочным устройством, соответственно, ее координатные составляющие  $V_{\Pi X}(t), V_{\Pi Y}(t), V_{\Pi Z}(t)$ .

Координаты конечной точки  $\Pi_T$ , в которой происходит сцепление БПЛА с носителем:

$$\Pi_T = A_3 + L_{IV} \arg(\Pi_T). \quad (4)$$

Знание координат точки  $A_3$  позволит определить координаты центра  $C_2$  циркуляции на третьем участке аналогично формулам (2).



Трудность решения уравнений (3), (4) в том, что величина  $T_3$  не определена. По этой причине предлагается воспользоваться итеративной процедурой уточнения значения  $T_3$ . В качестве первого приближения принимается, например:

$$T_3(i=1) = |\Pi_0 - A_0| / (V_A \pm V_{II}) + \pi R / V_A. \quad (5)$$

Ошибка первого приближения  $\Delta T_1$  не превосходит величину

$$\Delta T_3 = \pm \pi R / V_A.$$

Перебирая значения  $T_{3i}(i)$  в этом диапазоне методом, например, половинного деления, добиваемся допустимо малого значения  $\varepsilon$  невязки координат  $A_{2II}(T_{3i})$  на участке  $L_{II}$  и  $A_{2III}(T_{3i})$  на траектории  $L_{III}$ , т. е.

$$T_3 = T_{3i} \text{ при } |A_{2II}(T_{3i}) - A_{2III}(T_{3i})| < \varepsilon. \quad (6)$$

После определения значения  $T_3$  общая длина траектории сближения  $L$  определяется суммой длин четырех участков  $L = L_I + L_{II} + L_{III} + L_{IV}$ .

Расчет протяженности минимальной траектории сближения  $L$  в реальном масштабе времени позволяет контролировать возможность возвращения БПЛА на посадочное устройство судна-носителя. Если оставшийся запас горючего на борту уменьшился до величины  $M_{кр}$ , необходимой для возвращения на носитель, то следует начинать маневр возвращения БПЛА.  $M_{кр} = Lm_L$ , где  $m_L$  — расход топлива на единицу пути.

Отметим, что, если  $L \gg L_I + L_{III} + L_{IV}$ , то точный расчет величины  $L$  можно заменить приближенным:

$$L = |\Pi_0 - A_0| / (1 \pm V_{II} / V_A) + 2\pi R, \quad (7)$$

где  $V_{II} / V_A$  — отношение средних скоростей; знак «+» используется в случае, когда направления движения носителя и БПЛА в момент времени  $t = 0$  соответствуют удалению их друг от друга, а «-», когда происходит их сближение.

Для оценки погрешности приближенной формулы (7) целесообразно провести более точный расчет по изложенной выше методике.

Координаты характерных точек траектории  $C_1, C_2, A_1, A_2, A_3$ , найденные в плоскости (1), пересчитываются в исходную систему координат.

Приведенные соотношения справедливы для идеальной системы управления БПЛА. Определить реальную траекторию сближения БПЛА с судном можно методом численного моделирования движения БПЛА по маршруту «идеальной» траектории, когда БПЛА с системой управления принимаются идеальным безынерционным звеном.

Для этого задаются начальные условия (положение БПЛА  $A_0$  и носителя  $\Pi_0$ , их скорости  $V_A$

и  $V_{II}$ ) в координатах  $x, y, z$  и определяется допустимое значение радиуса  $R$  и угловой скорости  $\omega$  поворота БПЛА. Таким образом определяются характерные параметры траектории  $C_1, C_2, A_1, A_2, A_3, A_4$  и  $\varphi_{A2}, \Pi_T$ , а также  $T_3$  и  $L$ . Для каждого участка траектории I, II и III формируется числовой массив  $A_i(x, y, z, t)$ . При первом повороте параметры расчетной траектории  $A_i(x_1, y_1, z_1, t)$  последовательно с выбранным шагом определяются следующими соотношениями:

$$t(i) = i\Delta t; \quad \Delta\varphi = \Delta t\omega; \quad \varphi(i) = \varphi(i-1) + \Delta\varphi;$$

$$x_I(i) = X_{C1} + R \cos \varphi(i); \quad z_I(i) = Z_{C1} + R \sin \varphi(i). \quad (8)$$

Если угол снижения в вертикальной плоскости  $\vartheta_{тр}$  постоянный, он определяется отношением разности высот БПЛА и носителя к горизонтальной дальности между БПЛА и носителем для всех участков траектории:

$$y_I(i) = y_I(i-1) + \Delta y, \text{ где}$$

$$\Delta y = \operatorname{tg} \vartheta_{тр} \sqrt{(x_I(i) - x_I(i-1))^2 + (z_I(i) - z_I(i-1))^2}. \quad (9)$$

Номер  $i_1$  координат последней точки на этом участке определяется выполнением условия

$$\text{если } (|x_I(i) - X_{A1}| + |z_I(i) - Z_{A1}|) / 2 \leq \varepsilon,$$

$$\text{то } i_1 = i. \quad (10)$$

На втором (прямолинейном) участке  $A_i(x_2, z_2)$  формируется соотношениями

$$t(i) = t(i_1) + i\Delta t; \quad x_{II}(i) = X_{A1} + iV_A \Delta t \sin \varphi_{A2};$$

$$z_{II}(i) = Z_{A1} + iV_A \Delta t \cos \varphi_{A2} \quad (11)$$

до выполнения условия, аналогичного (10):

$$\text{если } (|x_{II}(i) - X_{A2}| + |z_{II}(i) - Z_{A2}|) / 2 \leq \varepsilon,$$

$$\text{то } i_2 = i.$$

Для третьего участка  $A_i(x_3, z_3)$  размерностью  $i_3$  формируется аналогично соотношениям (7) и (8). Поскольку на четвертом участке происходит самонаведение на заданное место устройства зацепления, программное движение по прямолинейной траектории не представляет практического интереса. По этой причине целесообразно в настоящем разделе ограничиться рассмотрением третьего участка. Таким образом, формируется вектор расчетной траектории сближения

$$A_{тр} = [A_I(1:i_1)A_{II}(1:i_2)A_{III}(1:i_3)]. \quad (12)$$

Погрешность реализации ее третьего участка будет определять начальное рассогласование для

системы самонаведения БПЛА на устройство зацепления на судне.

**Особенности движения БПЛА по расчетной траектории**

Упрощенная структурная схема системы управления БПЛА по углу в горизонтальной и вертикальной плоскостях [2] представлена на рис. 2.

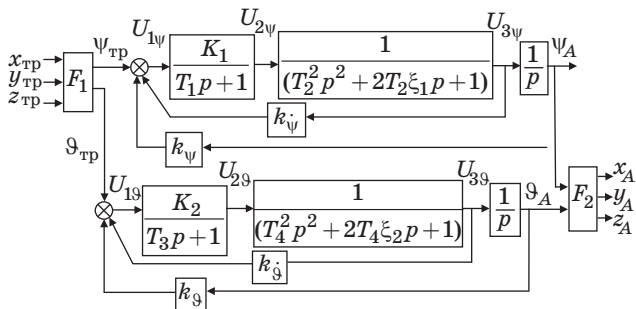
Ошибка отклонения (особенно по координатам  $X$  и  $Z$ ) достигает нескольких десятков метров, что существенно затрудняет самонаведение, а в ряде случаев недопустимо для приведения БПЛА в зону самонаведения на посадочное устройство.

Для улучшения качества программного движения, каким является возвращение БПЛА к движущемуся носителю, целесообразно ввести упреждение, т. е. вместо траекторных углов  $\psi_{тp i}$ ,  $\vartheta_{тp i}$ , определяемых массивом (12), вычислять их как направление на траекторную точку, удаленную вперед по траектории на  $n$  шагов:

$$\left\{ \begin{aligned} \psi_{тp i} &= \text{arctg} \left( \frac{x_{тp}(i-n) - x_{тp}(i)}{z_{тp}(i-n) - z_{тp}(i)} \right); \\ \vartheta_{тp i} &= \text{arctg} \times \\ &\times \left( \frac{y_{тp}(i-n) - y_{тp}(i)}{\sqrt{(z_{тp}(i-n) - z_{тp}(i))^2 + (x_{тp}(i-n) - x_{тp}(i))^2}} \right). \end{aligned} \right. \quad (13)$$

Подбирая оптимальное значение упреждения  $n$ , можно существенно снизить ошибку приведения БПЛА в точку  $A_3$ .

Введение упреждения в программный сигнал управления позволило скомпенсировать влияние



■ **Рис. 2.** Структурная схема системы управления БПЛА:  $T_1 - T_4$  — постоянные времени рулевого тракта и летательного аппарата;  $\xi_1$  и  $\xi_2$  — коэффициенты затухания;  $K_1, K_2, k_\psi, k_\vartheta, k_{\dot{\psi}}, k_{\dot{\vartheta}}$  — коэффициенты усиления контура управления по углам  $\psi_A, \vartheta_A$  и скорости их изменения  $\dot{\psi}$  и  $\dot{\vartheta}$ ;  $F_1$  — преобразователь траекторных координат в углы  $\psi_{тp}$  и  $\vartheta_{тp}$ ;  $F_2$  — преобразователь траекторных углов БПЛА  $\psi_A$  и  $\vartheta_A$  в координаты  $(x_A, y_A, z_A)$  местоположения БПЛА

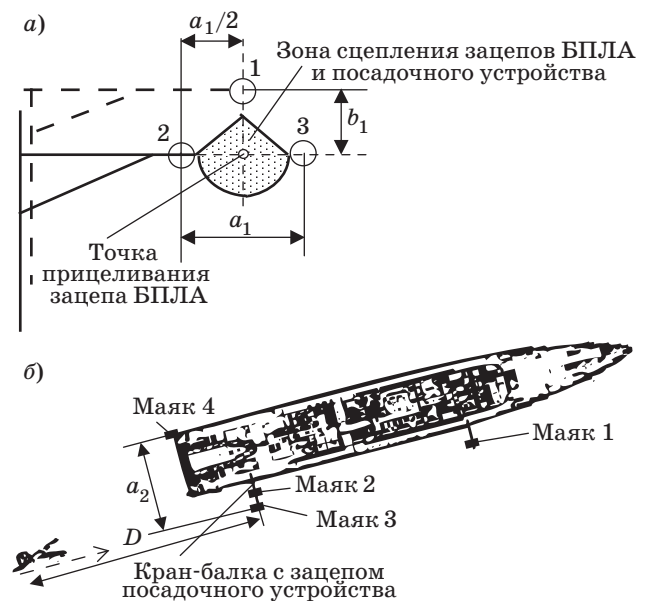
инерционности летательного аппарата и обеспечить расчетную траекторию сближения.

Отметим, что для определения начальных рассогласований участка самонаведения необходимо оценить возможные отклонения от программной траектории при случайных возмущениях атмосферы, а также влияние ошибок навигационной системы БПЛА и судна (носителя). Особого внимания заслуживает участок в окрестностях точки  $A_3$ , где заканчивается равномерное снижение БПЛА и движение на малой высоте, соответствующей высоте зацепления посадочного устройства.

**Особенности управления посадкой БПЛА с бортовым телевизионным каналом на движущееся судно**

Рассмотрим участок траектории  $A_3 - A_{п.}$ . Для автономной ориентации БПЛА относительно посадочного устройства необходимо минимум три маяка. Пример расположения маяков в вертикальной плоскости зоны зацепления БПЛА и посадочного устройства показан на рис. 3, а. Характерными конструктивными размерами здесь являются расстояние  $a_1$  в горизонтальной плоскости между маяками 2 и 3, а также расстояние между маяками 1 и 2, например  $a_1/2$ . В вертикальной плоскости расстояние между маяками 1 и 2 или 3 обозначено  $b_1$ . Маяк 1 удален от кранбалки посадочного устройства на расстояние в пределах корпуса судна.

Дополнительный маяк 4, расположенный на расстоянии  $a_2$  относительно маяка 3, необходим



■ **Рис. 3.** Расположение маяков:  $a$  — в вертикальной плоскости;  $b$  — в горизонтальной плоскости

для ориентации БПЛА на дистанциях, при которых угловое разрешение маяков 2 и 3 неудовлетворительно для выработки сигналов управления полетом БПЛА (рис. 3, б).

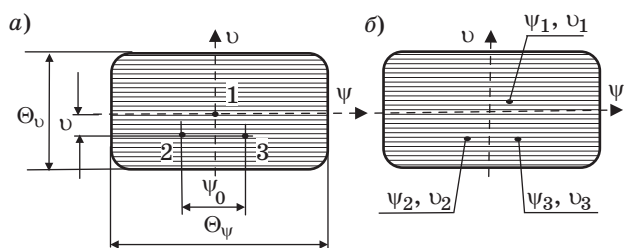
Траектория последнего участка соответствует самонаведению в центр зоны сцепления зацепов БПЛА и посадочного устройства на малой высоте, обеспечивая движение на постоянной высоте или плавное снижение по высоте до уровня, например, расположения маяка 1 над поверхностью воды.

Идеальной траекторией сближения БПЛА будем считать горизонтальную прямую линию, проходящую через «дальний» (первый) маяк и параллельную курсу движения судна. При идеальной траектории зацеп БПЛА попадает в центр зоны сцепления посадочного устройства (см. рис. 3, а). В этом случае текущее значение углового положения маяков в горизонтальной плоскости относительно БПЛА соответственно:

$$\psi_{01}(t) = 0; \psi_{02}(t) = -\psi_0 / 2; \psi_{03}(t) = +\psi_0 / 2, \quad (14)$$

где  $\psi_0 = n_{\psi 0} \psi_n$  — угловой размер между вторым и третьим маяками в горизонтальной плоскости, град (рис. 4, а);  $n_{\psi 0}$  — число элементов разрешения приемного устройства между центрами яркости второго и третьего маяка;  $\psi_n$  — угловой размер одного элемента разрешения.

При отклонении БПЛА от идеальной траектории изображения маяков на приемном устройстве телевизионного координатора смещаются относительно их изображений при идеальной траектории. Пример смещенного положения ( $\psi_i, \upsilon_i$ ) отображений маяков 1, 2 и 3 на приемном устройстве бортового телевизионного канала (ТВК) показан на рис. 4, б. Оценка ошибки углового рассогласования  $\Delta\psi$  и  $\Delta\upsilon$  в горизонтальной и вертикальной плоскостях определяется разностью истинного положения центра пятна засветки каждого маяка и его нулевого положения, соответствующего положению БПЛА на идеальной траектории. При наличии в поле зрения ТВК трех



■ Рис. 4. Отображение маяков 1, 2 и 3 на приемном устройстве БПЛА: а — при отсутствии рассогласования линии визирования маяков с направлением полета; б — смещенное положение отображений маяков

маяков ошибка углового рассогласования определяется усредненным значением:

$$\Delta\psi(t) = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 (\psi_{0i}(t) - \psi_i(t));$$

$$\Delta\upsilon(t) = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 (\upsilon_{0i}(t) - \upsilon_i(t)). \quad (15)$$

В каждый момент времени с частотой кадровой развертки ТВК измеряются относительно центра кадра величины углового положения маяков  $\psi_i, \upsilon_i$ . Важно отметить, что величины ( $\psi_i, \upsilon_i, \psi_{0i}, \upsilon_{0i}$ ) меняются в зависимости от времени, так как при сближении БПЛА с посадочным устройством меняется дистанция.

Конструктивные параметры  $a_1$  и  $b_1$  расположения маяков постоянны. Если объектив ТВК имеет неизменное поле зрения, то значения  $\psi_{0i}, \upsilon_{0i}$  зависят только от дистанции  $D$ .

Текущее значение «промаха»  $\Delta Z$  и  $\Delta Y$ , как отклонение точки пересечения линии направления вектора скорости БПЛА с вертикальной плоскостью маяков 2 и 3 от центра зоны сцепления посадочного устройства (точка прицеливания БПЛА обозначена на рис. 3, а), определяется соотношениями  $\Delta Z = \Delta\psi D$  и  $\Delta Y = \Delta\upsilon D$ .

Для определения отклонения линии визирования посадочного устройства и, соответственно, отклонения направления полета БПЛА от идеальной траектории необходимо знать дистанцию от БПЛА до посадочного устройства в каждый момент времени измерения.

Наиболее заманчивым способом измерения дистанции, который не требует установки дополнительных конструктивных элементов на БПЛА и носителе посадочного устройства, является способ, использующий простые геометрические соотношения, точное знание расположения маяков относительно друг друга и возможность наблюдения и точного измерения их относительного углового расстояния.

Кроме пассивных методов измерения дистанции до маяков и их углового положения существует множество активных и полуактивных методов локации, позволяющих БПЛА с необходимой точностью измерять дистанцию до маяков. Например, для этой цели используется бортовой лазерный локатор с полупроводниковым излучателем.

### Особенности приведения БПЛА на посадочное устройство при качке судна

При качке судна происходит колебательное смещение маяков  $\Delta Z_k$  и  $\Delta Y_k$  в горизонтальной и вертикальной плоскостях. На приемном устройстве ТВК наблюдается смещение изображения

маяков (рис. 5, а) с периодом качки  $T_k$  на величину  $\psi_k = \Delta Z_k / D$  и  $\upsilon_k = \Delta Y_k / D$  в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

Стабилизация в вертикальной и горизонтальной плоскостях посадочного устройства и маяков осуществляется при помощи двух электромеханических приводов. С помощью одного электромеханического привода поворота кран-балки в вертикальной плоскости можно компенсировать вертикальное смещение одного маяка точно, а другого маяка, расположенного на этой кран-балке, с некоторой ошибкой.

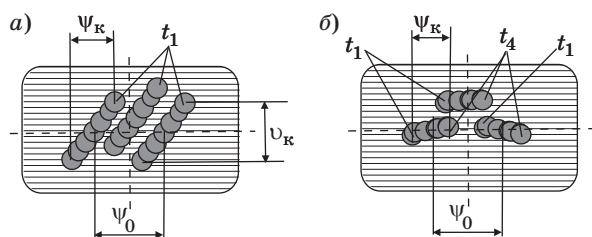
При отсутствии качки кран-балка находится в горизонтальном положении. При наличии угла крена  $\gamma$  кран-балка смещается и поворачивается. Привод стабилизации поворачивает кран-балку на угол  $\gamma_{\Pi}$ , возвращая маяк в прежнюю горизонтальную плоскость. При этом компенсируется смещение в вертикальной плоскости, но остается смещение в горизонтальной плоскости  $\Delta Z_k$ , величина которого определяется конструктивными размерами расположения кран-балки на судне.

Отметим, что при смещении одного маяка,  $\Delta Y_k = 0$ , смещение  $\Delta Y_k \neq 0$  для другого маяка, находящегося на кран-балке на удалении  $a_1$  от первого:

$$\Delta Y_k = a_1 L_1 (\cos \gamma_1 - \cos(\gamma_1 + \gamma)) / L_2. \quad (16)$$

Относительно нестабилизированной кран-балки величина  $\Delta Y_k$  снижается в 3–5 раз. Для двух маяков целесообразно минимизировать величину  $\Delta Y_k$  в середине между ними, т. е. в точке прицеливания. Смещение изображения маяков на приемном устройстве ТВК для этого случая (стабилизация вертикального смещения маяка 1 и середины между маяками 2 и 3) показано на рис. 5, б. Здесь обозначены отображения маяков 1, 2 и 3 в одинаковые моменты времени  $t_1$  и  $t_4$ .

Уменьшить влияние качки на точность приведения БПЛА в точку прицеливания можно, прогнозируя величину смещения посадочного устройства в момент подлета к нему БПЛА.



■ **Рис. 5.** Изображения маяков на приемном устройстве ТВК при качке судна: а — без стабилизации положения маяков; б — со стабилизацией в вертикальной плоскости среднего маяка

Угловые колебания  $\Delta\psi(t)$  изображения маяка на приемном устройстве ТВК соответствуют колебаниям посадочного устройства  $\Delta Z(t) = \Delta\psi(t) \times D(t)$  с периодом бортовой качки судна  $T_{кч}$ .

Если принять скорость сближения  $V_c = V_A - V_{\Pi}$  БПЛА и посадочного устройства постоянной, то в каждый момент времени  $t$  с известной фазой колебаний можно прогнозировать величину смещения точки прицеливания  $\Delta Z_{(.)}$  в момент  $t_{(.)}$  стыковки БПЛА с посадочным устройством:

$$\Delta Z_{(.)} = \Delta Z_{кч} \cdot \sin((t_{(.)} - t_{(0)})2\pi / T_{кч} - \varphi_{(0)}), \quad (17)$$

где  $\Delta Z_{кч}$  — амплитуда колебаний точки прицеливания;  $t_{(0)}$  — момент измерения текущей фазы  $\varphi_{(0)}$  колебаний;  $t_{(.)} - t_{(0)} = D / V_c$  — прогнозируемое время от момента измерения  $\varphi_{(0)}$  до стыковки БПЛА с посадочным устройством.

Прогнозируемое в момент времени  $t$  угловое смещение  $\Delta\psi_{\Pi}(t)$  точки прицеливания в горизонтальной плоскости в соответствии с (17) определяется выражением

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{\Pi}(t) &= \Delta Z_{(.)} / D = \\ &= (\Delta\psi_{кч} / D(t)) \cdot \sin((t_{(.)} - t)2\pi / T_{кч} - \varphi_{(0)}), \quad (18) \end{aligned}$$

где  $\Delta\psi_{кч}$  — амплитуда угловых колебаний изображения маяка.

Поправка  $\Delta\psi_{\Pi}(t)$  вычисляется по формуле (18) и суммируется вместе с сигналом координатора.

Величина промаха  $\Delta Z$  повышается по мере увеличения инерционности летательного аппарата и уменьшения периода качки.

Использование прогноза величины промаха и введение компенсирующего сигнала с измерением фазы колебаний  $\varphi_{(0)}$  снижает величину  $\Delta Z$  теоретически до 0, а практически до единиц миллиметров. Поэтому целесообразно исследовать влияние погрешности измерения  $\varphi_{(t)}$  на величину промаха.

Зависимость максимальной величины промаха  $\Delta Z$  от периода колебаний качки судна при погрешности измерения фазы находится в пределах  $\Delta\varphi_{(t)} = \pm 0,05$  рад. Очевидно, максимальные погрешности уменьшились почти на порядок. Кроме этого зависимость  $\sigma_Z$  от периода качки имеет сильные колебания от 0,16 м до величины менее 0,01 м. Причина периодических колебаний величины  $\Delta Z$  в том, что в момент  $t_{(.)}$ , при котором БПЛА достигает посадочного устройства, приходится на различные фазы колебаний  $\Delta Z_{(.)}$ .

На крайних (близких к амплитуде) точках колебаний погрешность определения фазы слабо сказывается на величине  $\Delta Z$ . В случае, когда фаза колебаний  $\Delta Z_{(.)}$  близка к нулю, ее скорость изменения максимальна и погрешность  $\Delta Z_{\max}$  прогноза промаха  $\Delta Z_{(.)}$  максимальная.

Фаза колебаний качки является случайной величиной, поэтому  $\varphi_{(t)}$  также может принимать любые значения в диапазоне  $2\pi$  для каждой гармонике колебаний. Отметим, что амплитуда и период качки на интервале времени сближения БПЛА с судном можно принять постоянными, измеряемыми навигационными приборами судна.

### Заключение

Результаты исследования задач, которые решает информационно-управляющая система БПЛА

и судна [2] для обеспечения посадки БПЛА на движущееся судно в условиях качки, продемонстрировали возможность и технические пути обеспечения посадки БПЛА на движущееся судно.

Теоретические оценки и результаты моделирования показывают, что предложенные варианты управления позволяют обеспечить в условиях качки судна до 4–5 баллов приведение БПЛА в точку сцепления с посадочным устройством, с ошибкой не более 0,1 м при погрешности измерения фазы колебаний качки до  $\approx 10$  угл. град и амплитуды до  $\approx 10$  %.

### Литература

1. Подоплёкин Ю. Ф., Шаров С. Н. Системный анализ аппаратуры системы управления беспилотного летательного аппарата судового базирования: сб. ст. НТО судостроителей. — СПб.: Остров, 2008. — С. 106–117.
2. Проблемы посадки беспилотных летательных аппаратов на движущееся судно и технические пути их решения: сб. ст. / Под ред. С. Н. Шарова / Балт. гос. техн. ун-т; ОАО «Концерн «Гранит-Электрон». — СПб., 2010. — 104 с.
3. Шаров С. Н. Информационные управляющие системы беспилотных летательных аппаратов. — СПб.: Балт. гос. техн. ун-т., 2007. — 256 с.
4. Дремлюга Г. П., Есин С. А., Иванов Ю. Л., Лященко В. А. Беспилотные летательные аппараты: Состояние и тенденции развития / Под ред. д. т. н., проф. Ю. Л. Иванова. — М.: ЛА «Варяг», 2004. — 176 с.

### УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Национальная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы зарегистрируетесь на сайте НЭБ (<http://elibrary.ru/defaultx.asp>), будет создана Ваша личная страничка, содержание которой составят не только Ваши персональные данные, но и перечень всех Ваших печатных трудов, имеющих в базе данных НЭБ, включая диссертации, патенты и тезисы к конференциям, а также сравнительные индексы цитирования: РИНЦ (Российский индекс научного цитирования), h (индекс Хирша) от Web of Science и h от Scopus. После создания базового варианта Вашей персональной страницы Вы получите код доступа, который позволит Вам редактировать информацию, в том числе добавлять публикации, которых нет в базе данных НЭБ, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.

УДК 621.8:681.5

# ПОСТРОЕНИЕ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ СЕРВОУПРАВЛЕНИЯ МАНИПУЛЯТОРАМИ НА ОСНОВЕ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ ДИНАМИКИ И НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

**В. В. Козлов,**

доктор техн. наук, профессор

**А. С. Коновалов,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

**В. П. Макарычев,**

канд. техн. наук, доцент

ЦНИИ робототехники и технической кибернетики, г. Санкт-Петербург

Рассматривается новый класс алгоритмов управления роботами и манипуляторами, основанных на двух компонентах. Для определения желаемого управляющего механической системой момента используются адаптивные алгоритмы управления на основе концепции обратных задач динамики, а для формирования этого момента следящим скоростным или позиционным приводом робота применяется нейронная сеть.

**Ключевые слова** — обратные задачи динамики, нейронные сети, роботы, манипуляторы, управление, следящая система.

## Введение

Передовые фирмы производителей роботов и их систем управления (СУ) для достижения высокого качества сервоуправления (управления с обратной связью) в последние годы начинают использовать алгоритмы отслеживания траекторий с учетом динамики его механической системы. В настоящей работе рассматривается класс алгоритмов сервоуправления, основанных на концепции обратных задач динамики и нейронных сетях (НС). Пусть объектом управления является робот-манипулятор. Хотя все дальнейшие рассуждения могут быть легко распространены с соответствующими модификациями и на другие роботы и мехатронные системы, ограничимся для конкретности случаем манипулятора.

При формировании управляющего сигнала на приводы робота учитывается следующий аспект их реализации. Для существующих современных микроконтроллерных приводов, имеющих встроенный цифровой регулятор, управляющий сигнал обычно является векторным по каждому шарниру и включает в себя (в режиме управления по положению): задание положения, задание (ограничение) скорости, задание (ограничение)

тока. Будем в полной мере использовать возможности приводного уровня СУ и формировать такой векторный сигнал с учетом динамики механической системы робота, используя вычисляемые в реальном времени коэффициенты уравнений Лагранжа.

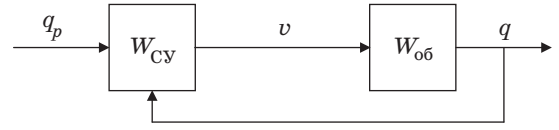
Рассмотрим общий подход к построению регуляторов, комбинирующий классические методы управления с методами управления на основе НС. При классическом построении адаптивной СУ, прежде всего, необходимо вычислить коэффициенты его уравнений динамики, например, в форме уравнений Лагранжа 2-го рода [1, 2]. После чего можно сформировать управляющие моменты на приводы, которые обеспечат высокое качество управления. Более того, применяя специальную форму такого управления, можно получить стабилизирующее (формально устойчивое) или даже адаптивное управление [3–5] с помощью такого вектора моментов в шарнирах. Однако существующие сервоприводы замкнуты по скорости или положению (координате) и имеют управляющие сигналы в виде скорости или положения. Проблемой является получение такого управляющего сигнала на привод, который вызывал бы необходимый управляющий момент.

Авторы предлагают использовать НС в качестве такого преобразователя. Очевидным выходом такой НС будет являться необходимый сигнал управления по положению (или скорости)  $y = v$  на входе привода. Вектор  $v_{NN}$  входных сигналов на НС состоит из величин, которые оказывают влияние на значение входного сигнала привода  $v$ , т. е. аргументы оператора обратного преобразования привода  $W_{qM} = W_{Mq}^{-1}$  — перехода от необходимого управляющего момента  $u = M_{Control}$  к вектору входного сигнала на привод  $v$ . Кроме очевидной величины желаемого стабилизирующего момента  $u = M_{Control}$  таковыми являются, прежде всего, реальные значения выходного момента в предыдущие моменты времени (на предыдущих шагах управления)  $U = \{M_i\}$ , откуда  $v_{NN} = (u, U)^*$ .

Обучение НС осуществляется путем математического моделирования привода или даже физического макетирования на реальном приводе. При этом экспериментальные данные располагаются в прямой цепи: на вход привода подаются некоторые управляющие значения, т. е. значения координаты положения привода, и при этом протоколируются необходимые характеристики объекта — в данном случае выходные моменты привода в последовательные моменты времени.

**Схема построения регулятора**

Для одной присоединенной координаты манипулятора (углу или линейному перемещению в шарнире) рассмотрим структурную схему сервоуправления (рис. 1). На этой схеме СУ может варьироваться от простого П- или ПИД-регулятора до реализованного в компьютере сложного алгоритма сервоуправления. Объектом является манипулятор, состоящий из механической системы («руки») и электрического (как правило) привода. Здесь  $q_p = q_p(t)$ ,  $0 \leq t \leq T$  — входной сигнал, являющийся программной траекторией присоединенной координаты манипулятора;  $q = q(t)$  — реальная выходная присоединенная координата манипулятора;  $v = v(t)$  — входной сигнал на привод манипулятора.



■ Рис. 1. Структурная схема СУ объекта (манипулятора)

Классическое управление с учетом динамики основано на вычислении уравнений динамики манипулятора в виде их коэффициентов или интегральных величин, например программных моментов в шарнирах. В случае абсолютно твердых звеньев уравнение динамики механической системы манипулятора, записанное в форме уравнений Лагранжа 2-го рода, имеет вид [1, 2]

$$A(q, \xi)\ddot{q} + b(q, \dot{q}, \xi) = M; \quad q(t_0) = q_0, \dot{q}(t_0) = \dot{q}_0, t \geq t_0, \quad (1)$$

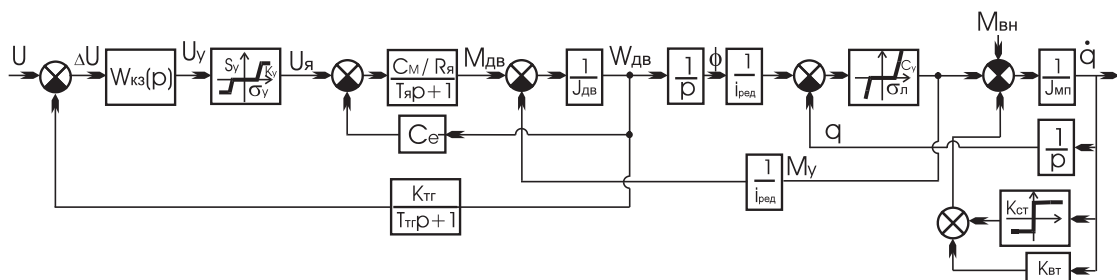
где  $A(q, \xi)$  — нелинейная  $n \times n$ -матричная функция;  $b(q, \dot{q}, \xi)$  — нелинейная  $n$ -мерная вектор-функция,  $\xi$  —  $p$ -мерный вектор параметров манипулятора;  $M$  —  $n$ -мерный вектор обобщенных сил (как правило, моментов) в шарнирах;  $q_0$  и  $\dot{q}_0$  — начальные конфигурация и скорость.

Описание оператора привода  $W_{Drive}$  основано на передаточной функции, соответствующей структурной схеме на рис. 2.

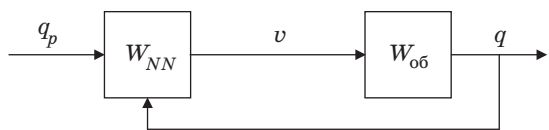
Одной из наиболее удачных форм представления управления с учетом динамики является предложенная в работах [3, 4] и основанная на определении коэффициентов уравнений Лагранжа (1) форма, позволяющая также представить в таком виде и адаптивный вариант управления за счет идентификации  $p$ -мерного вектора параметров манипулятора  $\xi$ :

$$M_s = A(q, \xi)[\ddot{q}_p + \Gamma_1 \Delta \dot{q} + \Gamma_0 \Delta q] + b(q, \dot{q}, \xi), \quad (2)$$

где  $\Gamma_0$  и  $\Gamma_1$  —  $n \times n$  — гурвицевы (устойчивые) матрицы коэффициентов усиления динамической ошибки и ее скорости;  $\Delta q = q(t) - q_p(t)$  и  $\Delta \dot{q} = \dot{q}(t) - \dot{q}_p(t)$ . Обозначим оператор такого алгоритма  $W_{Adapt}$ .



■ Рис. 2. Структурная схема привода манипулятора



■ Рис. 3. Классическая схема НС-управления

Существует классическая схема НС управления, т. е. применения НС в качестве всей СУ в виде оператора  $W_{NN}$  (рис. 3) [6–9].

Если в схеме (см. рис. 1) оператор СУ  $W_{СУ}$  проектируется с помощью классических методов теории управления (инженерные методы Зиглера–Никольса, частотные методы, модальное проектирование регуляторов) [10], то НС СУ  $W_{NN}$  создается в результате обучения.

Первый шаг в разработке НС СУ состоит в выборе типа и структуры НС (например, перцептрона, линейной НС, НС обратного распространения ошибки [6, 8, 9]). Затем выбранная структура НС формирует свои реальные параметры с помощью обучения. Обучение может осуществляться разнообразными методами, среди которых можно выделить два главных класса — обучение с учителем или без учителя, и наиболее популярным в настоящее время является обучение с помощью градиентного алгоритма обратного распространения ошибки [6].

Один цикл процедуры обучения заключается в подаче выбранного репрезентативного множества входных сигналов на НС, получении соответствующих выходов в результате математического моделирования процесса прохождения сигнала через НС, сравнении полученных выходов с желаемыми с формированием ошибки рассогласования. Наконец, в подаче этой ошибки в структуру НС для перенастройки ее параметров — коэффициентов усиления и аддитивных добавок.

В настоящей работе предложена несколько иная схема НС СУ. Она подсказана уже упоминавшимся фактом, что имеются эффективные алгоритмы моментного управления, основанные на уравнениях динамики объекта управления (управление на основе концепции обратных задач динамики). В то же время имеются большие проблемы описания обратного уравнения привода, т. е. определения входного сигнала, необходимого для создания желаемого момента на выходе привода.

Разобьем СУ на две компоненты, одна из которых  $u = W_{Adapt}$  осуществляет вычисление необходимого адаптивного стабилизирующего управляющего момента, сформированного на основе концепции обратных задач динамики [3, 4], а другая,  $W_{Drive, NN}$ , является НС-регулятором, формирующим входной сигнал на привод манипулятора, необходимый для создания полученного управляющего момента [6]:

$$v = W_{Drive, NN} W_{Adapt} \cdot \quad (3)$$

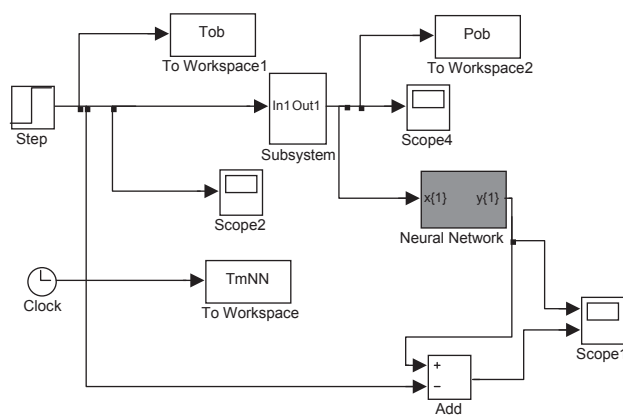
Тогда оператор всей СУ равен произведению операторов моментного адаптивного управления и НС-управления приводом:  $W_{Control} = W_{Drive, NN} \times W_{Adapt}$ .

### Экспериментальные исследования

Обратимся теперь к вопросу выбора, обучения и использования НС СУ для конкретного манипулятора, в качестве которого выберем привод одной степени разработанного в ЦНИИ РТК космического манипулятора. Рассмотрим тип и структуру НС, реализацию ее в системе инженерных расчетов MatLab, обучение и эксперименты. Структура моделирующей программы состоит из головного модуля Control\_Adapt\_NN.m, который последовательно вызывает функции, реализующие отдельные элементы схемы.

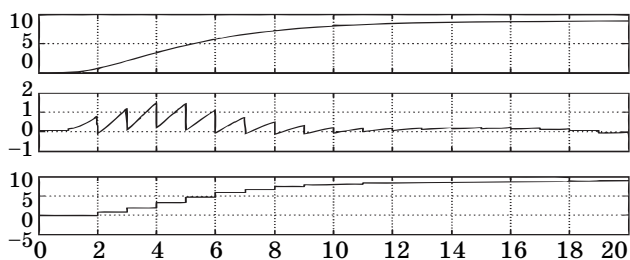
Начнем с определения набора данных для обучения управляющей НС, представленной оператором  $W_{Drive, NN}$ . Для этого производим функцией `sim('Drive')` математическое моделирование созданной в MatLab/Simulink математической модели привода Drive.mdl, представленного структурной схемой на рис. 2. Для создания репрезентативной подборки обучающих данных, которые позволят удовлетворительно настроить параметры НС, необходимо на вход привода подать достаточно богатое множество входных сигналов, включающее типовые ступенчатые, линейные и гармонические сигналы.

Далее средствами MatLab создается та или иная НС. В нашем случае в результате анализа была выбрана НС net функцией `net = newff` в виде многослойного перцептрона (4-слойного, с двумя входами), которая далее была обучена функцией `train` и представлена в среде Simulink функцией `gensim`. В целом в среде Simulink процесс создания НС СУ представляется схемой на рис. 4.



■ Рис. 4. Схема создания НС СУ



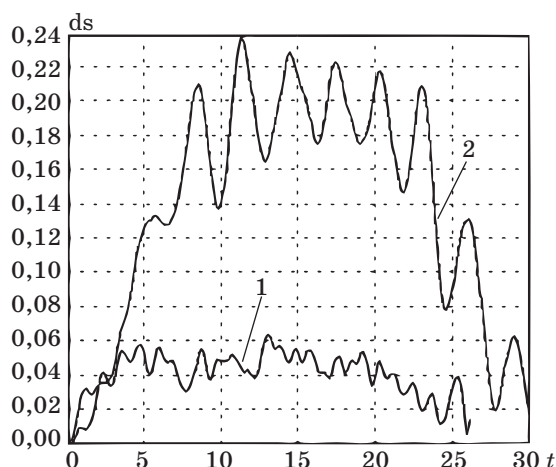


■ Рис. 5. Результаты функционирования НС СУ привода

Результат обучения НС представлен на рис. 5: выход с привода Drive, ошибка момента  $\Delta M = M - u$  и выход с НС Neural Network. Видно, что значение ошибки составило порядка 10 % в начале процесса стабилизации и плавно ушло к 0 далее. Такая малая ошибка стабилизирующего момента позволяет получить очень маленькую динамическую ошибку координаты на траектории.

Далее необходимо в среде MatLab создать адаптивный алгоритм управления вида (2). Поскольку в среде программирования Delphi имелась функция, реализующая такой алгоритм даже в реальном времени [11], то был выбран способ реализации посредством вызова в MatLab S-функции, являющейся функцией адаптивного алгоритма в Delphi.

Результат стабилизации программной траектории перехода из точки в точку с трапециевидным изменением скорости представлен на рис. 6. Здесь приведены графики ошибки для обычного позиционного управления при отслеживании про-



■ Рис. 6. Результат функционирования адаптивной НС СУ манипулятора: 1 — S-алгоритм; 2 — PM-алгоритм

граммной траектории (PM-алгоритм) и рассматриваемого адаптивной НС СУ (S-алгоритм).

### Заключение

Создание адаптивных систем сервоуправления высокого качества трудно реализуется в рамках классических подходов. Предложенный подход открывает возможность для более гибкого проектирования СУ роботов и манипуляторов за счет привлечения интеллектуальных технологий, в данном случае НС, на нижнем уровне СУ.

### Литература

1. Пол Р. Моделирование, планирование траекторий и управление движением робота-манипулятора. — М.: Наука, 1976. — 103 с.
2. Попов Е. П., Верещагин А. Ф., Зенкевич С. Л. Манипуляционные роботы: динамика и алгоритмы. — М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1978. — 400 с.
3. Тимофеев А. В., Экало Ю. В. Устойчивость и стабилизация программных движений робота-манипулятора // Автоматика и телемеханика. 1976. № 10. С. 149–156.
4. Козлов В. В., Макарычев В. П., Тимофеев А. В., Юревич Е. И. Динамика управления роботами / Под ред. Е. И. Юревича. — М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1984. — 336 с.
5. Крутько П. Д. Управление исполнительными системами роботов. — М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1991. — 336 с.
6. Омату С., Халид М., Юсоф З. Нейроуправление и его приложения. — М.: ИПРЖР, 2000. — 272 с.
7. Пупков К. А., Егупов Н. Д. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / МГТУ им. Н. Э. Баумана. — М., 2001. — 744 с.
8. Чернодуб А. Н., Дзюба Д. А. Обзор методов нейроуправления. [http://ailen.org/wp-content/uploads/2011/08/2011\\_NeuroControl\\_Survey.pdf](http://ailen.org/wp-content/uploads/2011/08/2011_NeuroControl_Survey.pdf), (дата обращения: 27.02.2012).
9. Hagan M. T., Demuth H. B. Neural Networks for Control // Proc. of the American Control Conf. San Diego, USA, 1999. Vol. 3. P. 1642–1656.
10. Первозванский А. А. Курс теории автоматического управления. — М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. — 616 с.
11. Макарычев В. П., Юревич Е. И. Супервизорное управление космическими манипуляторами. — СПб.: Астерион, 2005. — 108 с.

УДК 681.5.013

# СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ПРИ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

**А. Е. Крук,**

младший научный сотрудник

Институт компьютерной безопасности вычислительных систем и сетей, г. Санкт-Петербург

**Л. А. Осипов,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматривается обращение прямого вариационного метода анализа (метода ортогональных проекций) на решение задачи синтеза импульсных нелинейных систем при случайных воздействиях. Задача синтеза решается из условия приближенной минимизации интегральной случайной ошибки воспроизведения системой заданного движения при безусловном обеспечении абсолютной устойчивости системы.

**Ключевые слова** — нелинейные системы управления, импульсные системы управления, случайные процессы, абсолютная устойчивость, параметрический синтез, вариационные методы, нелинейное программирование.

## Введение

Развитие науки и техники приводит к тому, что все чаще требуется создавать все более сложные системы автоматического управления (САУ), динамика которых описывается нелинейными дифференциальными уравнениями высокого порядка.

Существующие методы синтеза нелинейных систем управления либо ограничены в использовании довольно узким классом систем, либо применимы только к системам, описываемым дифференциальными уравнениями невысокого порядка.

В работе [1] рассмотрен синтез непрерывных нелинейных САУ при случайных воздействиях методом ортогональных проекций. В данной статье метод ортогональных проекций распространяется на синтез нелинейных импульсных систем при случайных воздействиях.

## Постановка и решение задачи синтеза

Задача параметрического синтеза нелинейных импульсных САУ решается в следующей постановке. Задана структура системы, требуется определить параметры  $c_k$ ,  $k = 1, \dots, m$ , оператора управления из условия приближенного обеспечения заданных показателей качества переходного процесса при минимизации интегральной слу-

чайной ошибки и безусловном обеспечении абсолютной устойчивости системы. Дифференциальное уравнение движения импульсной системы с одним нелинейным элементом, записанное относительно ординаты ошибки, может быть представлено в виде [2, 3]

$$\begin{aligned} Q(c_k, p)x(t) + Q^*(c_k, p)x^*(t) + R(c_k, p)y(t) + \\ + R^*(c_k, p)y^*(t) = S(c_k, p)\bar{g}(t) + \\ + S(c_k, p)\delta g(t) + S^*(c_k, p)\bar{g}^*(t) + S^*(c_k, p)\delta g^*(t), \\ y(t) = F[x(t)], \quad y^*(t) = F[x^*(t)], \end{aligned}$$

где

$$Q(c_k, p) = \sum_{i=0}^n a_i(c_k) p^i, \quad Q^*(c_k, p) = \sum_{i=0}^{n^*} a_i^*(c_k) p^i,$$

$$R(c_k, p) = \sum_{j=0}^u b_j(c_k) p^j, \quad R^*(c_k, p) = \sum_{j=0}^{u^*} b_j^*(c_k) p^j,$$

$$S(c_k, p) = \sum_{v=0}^v e_v(c_k) p^v, \quad S^*(c_k, p) = \sum_{v=0}^{v^*} e_v^*(c_k) p^v$$

— полиномы оператора обобщенного дифференцирования  $p$  с вещественными постоянными коэффициентами;  $x(t)$  — координата ошибки системы, относительно которой ведется синтез;  $y(t)$  —

выходная координата нелинейного элемента;  $x^*(t)$  и  $y^*(t)$  — решетчатые функции  $x(t)$  и  $y(t)$  соответственно;  $g(t) = \bar{g}(t) + \delta g(t)$  — внешнее воздействие. Здесь  $\bar{g}(t) = H\mathbf{1}(t)$  — математическое ожидание  $g(t)$ , а  $\delta g(t)$  — стационарная случайная погрешка.

Задача синтеза решается при ограничениях на абсолютную устойчивость импульсной системы  $S(\omega^2) > 0$  [3] и грубость системы по варьируемым параметрам  $\Delta \leq \Delta_0$ .

Согласно общей схеме решения задачи синтеза методом ортогональных проекций, в соответствии с заданными показателями качества необходимо задаться желаемым переходным процессом на выходе системы  $z(t)$ . Будем предполагать, что непрерывная часть импульсной системы обладает достаточными фильтрующими свойствами. Поэтому желаемый переходный процесс на выходе системы будет иметь вид [1]

$$z_0(t) = \left[ H - \sum_{s=1}^z \left( c_{s1} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + c_{s2} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t} \right) \right] \mathbf{1}(t),$$

тогда желаемый процесс по координате ошибки примет вид

$$x_0(t) = \sum_{s=1}^z \left( c_{s1} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)t} + c_{s2} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)t} \right) \mathbf{1}(t) + \delta g(t). \quad (1)$$

Процессу (1) будет соответствовать решетчатая функция

$$x_0^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \left( \sum_{s=1}^z \left( c_{s1} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)nT} + c_{s2} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)nT} \right) + \delta g(nT) \right) \delta(t - nT).$$

Систему из  $m$  непрерывно дифференцируемых линейно-независимых координатных функций выбираем в виде ряда экспонент  $e^{-\alpha_q t}$ . Подставим процессы  $x_0(t)$  и  $x_0^*(t)$  в уравнение движения системы и образуем невязку:

$$\Psi^*(c_k, p, t) = S(c_k, p) \bar{g}(t) + S(c_k, p) \delta g(t) - Q(c_k, p) \times x_0(t) - R(c_k, p) F[x_0(t)] + S^*(c_k, p) \bar{g}^*(t) + S^*(c_k, p) \delta g^*(t) - R^*(c_k, p) F[x_0^*(t)] - Q^*(c_k, p) x_0^*(t).$$

Условия ортогональности невязки координатным функциям приводят к следующей системе уравнений:

$$\int_0^{\infty} S(c_k, p) \bar{g}(t) e^{-\alpha_q t} dt + \int_0^{\infty} S(c_k, p) \delta g(t) e^{-\alpha_q t} dt - \int_0^{\infty} R(c_k, p) F[x_0(t)] e^{-\alpha_q t} dt - \int_0^{\infty} Q(c_k, p) x_0(t) e^{-\alpha_q t} dt +$$

$$+ \int_0^{\infty} S^*(c_k, p) \bar{g}^*(t) e^{-\alpha_q t} dt + \int_0^{\infty} S^*(c_k, p) \delta g^*(t) e^{-\alpha_q t} dt - \int_0^{\infty} R^*(c_k, p) F[x_0^*(t)] e^{-\alpha_q t} dt - \int_0^{\infty} Q^*(c_k, p) x_0^*(t) e^{-\alpha_q t} dt = 0.$$

Характеристика нелинейного элемента аппроксимируется кусочно-линейной функцией [1]. Нелинейная функция  $F[x(t)]$  может быть представлена в виде

$$F[x(t)] = \sum_{i=0}^r (C_i x(t) + B_i) \Theta(t - t_i),$$

где  $t_i$  — моменты переключений.

Случайное возмущение представляется в виде канонического разложения [4], ограничивая его первыми  $2N$  членами:

$$\delta g(t) = \sum_{i=-N}^N V_i e^{-\delta_i t}. \quad (2)$$

Каноническому разложению (2) будет соответствовать решетчатая функция

$$\delta g^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{i=-N}^N V_i^* e^{-\delta_i nT} \delta(t - nT).$$

Аналитическое выражение для первых четырех интегралов было найдено в работе [1].

1.  $\int_0^{\infty} Q(p, c_k) \bar{g}(t) e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=0}^n (a_i \bar{g}(t) \alpha_q^{i-1})$ .
2.  $\int_0^{\infty} Q(p, c_k) \delta g(t) e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{j=0}^n \left( \sum_{i=-N}^N \frac{a_j V_i}{\delta_i + \alpha_q} \alpha_q^j \right)$ .
3.  $\int_0^{\infty} Q(p, c_k) x_0(t) e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{j=0}^n a_j \left( \sum_{i=-N}^N \times \right.$   
 $\times \frac{V_i}{\delta_i + \alpha_q} + \sum_{s=1}^z \left( \frac{(\alpha_s + \alpha_q) \cos \varphi_s + \beta_s \sin \varphi_s}{(\alpha_s + \alpha_q)^2 + \beta_s^2} \right) \alpha_q^j \left. \right)$ .
4.  $\int_0^{\infty} R(p, c_k) F[x_0(t)] e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=0}^u \sum_{j=1}^r b_i \times$   
 $\times \left( \frac{B_j}{\alpha_q} e^{-\alpha_q t_j} + C_j \sum_{z=-N}^N V_z \frac{e^{-\delta_z t_i - \alpha_q t_i}}{\delta_z + \alpha_q} + C_j \sum_{s=1}^z \times \right.$   
 $\times \left( \frac{2e^{\alpha_s + \alpha_q}}{(\alpha_s + \alpha_q)^2 + \beta_s^2} ((\alpha_s + \alpha_q) \cos(\beta_s t_j + \varphi_s) - \beta_s \sin \times \right.$   
 $\times (\beta_s t_j + \varphi_s)) \left. \right) \alpha_q^i \left. \right)$ .

Найдем аналитические выражения для оставшихся четырех интегралов.

$$1. \int_0^{\infty} D^{\nu} \left[ H^* \sum_{n=0}^{\infty} \delta(t-nT) \right] e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{n=0}^{\infty} H^* \int_0^{\infty} D^{\nu} \times \\ \times [\delta(t-nT)] e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{n=0}^{\infty} H^* \int_0^{\infty} \delta^{(\nu)}(t-nT) e^{-\alpha_q t} dt = \\ = \sum_{n=0}^{\infty} H^* \alpha_q^{\nu} e^{-\alpha_q nT} = \frac{H^*}{1-e^{-\alpha_q T}} \alpha_q^{\nu}.$$

Таким образом:

$$\int_0^{\infty} Q(p, c_k) \bar{g}^*(t) e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=0}^u \left( \frac{b_i H^*}{1-e^{-\alpha_q T}} \right). \\ 2. \int_0^{\infty} D^{\nu} \delta g(t) e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{n=0i=-N}^{\infty} \sum_{i=-N}^N V_i e^{-\delta_i nT} \int_0^{\infty} \delta^{(\nu)}(t-nT) \times \\ \times e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{n=0i=-N}^{\infty} \sum_{i=-N}^N V_i e^{-\delta_i nT} \alpha_q^{\nu} e^{-\alpha_q nT} = \sum_{i=-N}^N V_i \times \\ \times \frac{\alpha_q^{\nu}}{1-e^{-(\alpha_q + \delta_i)T}}.$$

В итоге

$$\int_0^{\infty} Q(p) \delta g^*(t) e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=0}^u \left( \left( \sum_{j=-N}^N \frac{b_j V_j}{1-e^{-(\delta_j + \alpha_q)T}} \right) \alpha_q^i \right). \\ 3. \int_0^{\infty} D^{\nu} \left( \sum_{n=0}^{\infty} \left[ \sum_{s=1}^z (c_{1s}^* e^{-(\alpha_s - i\beta_s)nT} + c_{2s}^* e^{-(\alpha_s + i\beta_s)nT}) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{i=-N}^N V_i^* e^{-\delta_i nT} \right] \delta(t-nT) \right) e^{-\alpha_q t} dt = \alpha_q^{\nu} \sum_{n=0}^{\infty} \left[ \sum_{s=1}^z \times \right. \\ \left. \times (c_{1s}^* e^{-(\alpha_s - i\beta_s + \alpha_q)nT} + c_{2s}^* e^{-(\alpha_s + i\beta_s + \alpha_q)nT}) + \sum_{i=-N}^N V_i^* \times \right. \\ \left. \times e^{-(\delta_i + \alpha_q)nT} = \sum_{s=1}^z \left( \frac{c_{1s}^*}{1-e^{-(\alpha_s - i\beta_s + \alpha_q)T}} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{c_{2s}^*}{1-e^{-(\alpha_s + i\beta_s + \alpha_q)T}} \right) + \sum_{i=-N}^N \frac{V_i^*}{1-e^{-(\delta_i + \alpha_q)T}} \right].$$

В итоге

$$\int_0^{\infty} Q(p) x_0^*(t) e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=0}^n a_i \left( \left( \sum_{j=-N}^N \frac{V_j^*}{1-e^{-(\delta_j + \alpha_q)T}} + \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{s=1}^z \frac{(\alpha_s + \alpha_q) \cos \varphi_s^* + \beta_s \sin \varphi_s^*}{(\alpha_s + \alpha_q)^2 + \beta_s^2} \right) \alpha_q^i \right).$$

4. Ступенчатая функция меняет диапазон суммирования

$$\int_0^{\infty} D^{\nu} \left( \sum_{n=0i=1}^{\infty} \sum_{i=1}^r \left( B_i + C_i \left( \sum_{s=1}^z (c_{1s} e^{-(\alpha_s - i\beta_s)nT} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + c_{2s} e^{-(\alpha_s + i\beta_s)nT} + \delta g^*(t) \right) \right) \delta(t-nT) \right) e^{-\alpha_q t} dt = \\ = \int_0^{\infty} D^{\nu} \left( \sum_{i=1}^r \sum_{n \geq \frac{t_i}{T}}^{\infty} \left( B_i + C_i \left( \sum_{s=1}^z (c_{1s}^* e^{-(\alpha_s - i\beta_s)nT} - \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. - c_{2s}^* e^{-(\alpha_s + i\beta_s)nT} + \sum_{n \geq \frac{t_i}{T}} \sum_{i=-N}^N V_i^* e^{-\delta_i nT} \delta \times \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \times (t-nT) \right) \right) \delta(t-nT) \right) e^{-\alpha_q t} dt.$$

Теперь вынесем не зависящие от  $t$  члены из под интеграла и преобразуем полученное выражение:

$$\sum_{i=1}^u \alpha_k^{\nu} \left( B_i \sum_{n \geq \frac{t_i}{T}}^{\infty} e^{-\alpha_q nT} + C_i \sum_{s=1}^z c_{1s}^* \sum_{n \geq \frac{t_i}{T}}^{\infty} e^{-(\alpha_s - i\beta_s + \alpha_q)nT} + \right. \\ \left. + c_{2s}^* \sum_{n \geq \frac{t_i}{T}}^{\infty} e^{-(\alpha_s + i\beta_s + \alpha_q)nT} + \sum_{i=-N}^N V_i^* \sum_{n \geq \frac{t_i}{T}}^{\infty} e^{-(\delta_i + \alpha_q)nT} \right).$$

Таким образом:

$$\int_0^{\infty} R(c_k, p) F[x_0^*(t)] e^{-\alpha_q t} dt = \sum_{i=0}^r b_i \left( \sum_{j=1}^u \left( \sum_{n \geq \frac{t_j}{T}}^{\infty} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left( C_j \sum_{s=1}^z (c_{1s}^* e^{-(\alpha_s + \alpha_q - i\beta_s)nT} + c_{2s}^* e^{-(\alpha_s + \alpha_q + i\beta_s)nT}) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \frac{B_j}{\alpha_k} + \sum_{i=-N}^N V_i^* \sum_{n \geq \frac{t_j}{T}}^{\infty} e^{-(\delta_i + \alpha_q)nT} \right) \alpha_q^i \right).$$

Поскольку задача синтеза решается при ограничениях, то безусловная ортогональность невязки координатным функциям достигнута не будет. Параметры  $c_k$ , удовлетворяющие заданным ограничениям, будут обеспечивать приближенную ортогональность, поэтому задача синтеза сводится к задаче нелинейного программирования с целевой функцией  $J$ :

$$J = \sum_{q=1}^m \left( \int_0^{\infty} \Psi(c_k, t) e^{-\alpha_q t} dt \right)^2,$$

при ограничениях на значения варьируемых параметров  $c_k$ , абсолютную устойчивость импульсной системы  $S(\omega^2) > 0$  и грубость системы по варьируемым параметрам  $\Delta \leq \Delta_0$ .

Таким образом, задача параметрического синтеза нелинейных САУ решается как задача нелинейного программирования, в которой целевая функция построена с помощью метода ортогональных проекций, поиск минимума которой позволяет минимизировать случайную стационарную помеху и приближенно обеспечить заданные показатели качества синтезируемой системы:

### Литература

1. Крук А. Е., Осипов Л. А. Синтез непрерывных нелинейных систем управления при случайных воздействиях // Информационно-управляющие системы. 2012. № 2. С. 26–30.
2. Анализ и оптимальный синтез на ЭВМ систем управления / Под ред. А. А. Воронова и И. А. Орурка. — М.: Наука, 1984. — 344 с.
3. Алгоритмы динамического синтеза нелинейных автоматических систем / Под ред. А. А. Воронова. — СПб.: Энергоатомиздат, 1992. — 333 с.
4. Пугачев В. С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. — М.: Физматгиз, 1962. — 780 с.

время переходного процесса, перерегулирование, колебательность при безусловном обеспечении устойчивости системы и грубости по параметрам.

### Заключение

Метод ортогональных проекций распространен на синтез нелинейных импульсных систем при случайных воздействиях. Алгоритм синтеза нелинейных САУ при случайных воздействиях аналогичен алгоритму синтеза при регулярных воздействиях и не зависит от порядка и сложности системы. Полученные рекуррентные соотношения позволяют свести все вычисления к алгебраическим операциям, что существенно сокращает объем вычислений.

УДК 004.72

## МОДЕЛЬ БАЛАНСИРОВКИ НАГРУЗКИ В ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОМ КЛАСТЕРЕ ЦЕНТРА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

**М. О. Колбанёв,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет сервиса и экономики

**Т. М. Татарникова,**

доктор техн. наук, доцент

Российский государственный гидрометеорологический университет, г. Санкт-Петербург

**А. И. Воробьёв,**

аспирант

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Предлагается модель сервиса балансировки нагрузки, который реализуется на центральном узле вычислительного кластера центра обработки данных. Сервис позволяет регулировать поступающую нагрузку таким образом, чтобы в кластере не возник дисбаланс в загруженности узлов кластера и таким образом не сказывалось влияние на характеристики производительности центра обработки данных.

**Ключевые слова** — вычислительный кластер, центр обработки данных, запрос пользователя, регулятор нагрузки, модель балансировки нагрузки в кластере, общий информационный ресурс.

### Введение

Современной тенденцией развития телекоммуникаций помимо концепции сетей следующего поколения и мультисервисных сетей связи является отделение услуг от сетевого оборудования. Типичным примером является сеть Интернет, где пользователей интересует не услуга связи как таковая, а доступ к информации или определенному сервису [1].

Одним из растущих сегментов рынка телекоммуникаций становится предоставление услуг хостинга. Под хостингом понимается размещение интернет-приложений на серверах в центрах обработки данных (ЦОД). Поставщиков таких услуг называют сервис-провайдерами.

Для построения и эксплуатации ЦОД требуются значительные вложения и квалифицированный персонал, решение вопросов, связанных с эффективностью функционирования и безопасностью системы.

Благодаря наличию доступных глобальных коммуникаций эту услугу можно приобрести без затрат на разработку собственной информационной инфраструктуры. Поэтому большинство ком-

паний делают выбор в пользу ИТ-аутсорсинга, т. е. передают интернет-приложения в поддержку сервис-провайдерам или берут их в аренду. Такой вид аутсорсинга означает, что центр обработки данных располагается у поставщика услуги, а потребитель приобретает в единоличное пользование информационное пространство, к которому получает полностью прозрачный доступ [2].

### Структура центра обработки данных

Вычислительные мощности ЦОД реализуются в виде кластеров с балансировкой нагрузки.

Сервис балансировки нагрузки предназначен для последовательного выполнения следующих задач:

- приема запросов от клиентов;
- выбора сервера в кластере, который будет обрабатывать запрос клиента;
- перенаправления запроса на выбранный сервер;
- приема ответа от сервера на клиентский запрос;
- перенаправления ответа сервера на запрос клиенту.

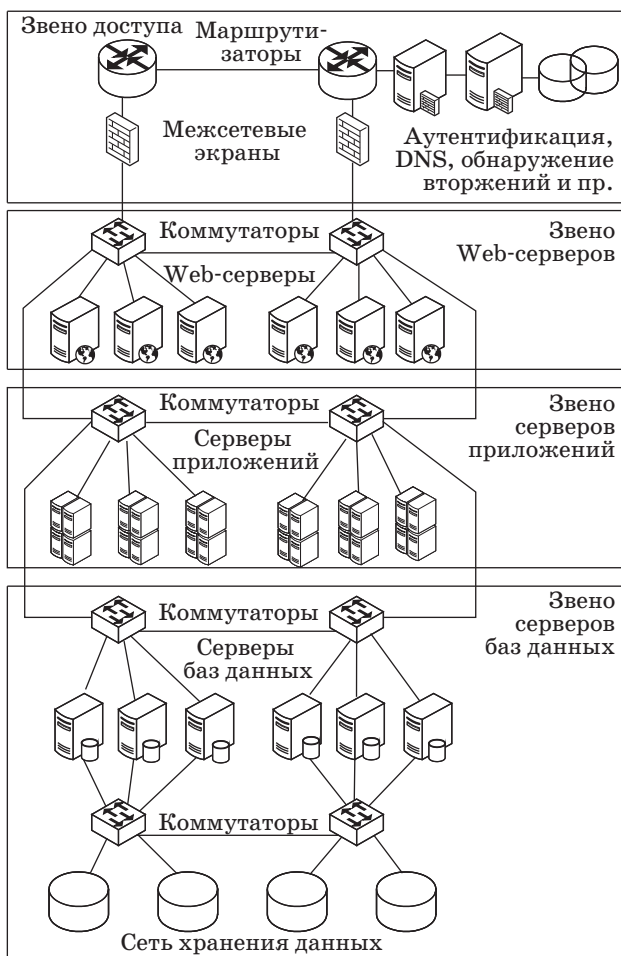


Рис. 1. Структура ЦОД

Обычный способ предоставления сервиса клиенту — это обслуживание его запросов. Обслужить запрос — это значит получить запрос и выслать ответ на него запрашивающей стороне [3].

Запросы пользователей поступают на сервис балансировки (распределитель) нагрузки, который направляет их на обработку в соответствующий кластер, где запросы распределяются между серверами в соответствии со своим алгоритмом. Согласно принципам работы сети Интернет, запрос, отправляемый на определенный адрес, может получить только один компьютер в сети. Таким образом, для того чтобы запросы, направляемые на адрес сервера, могли обрабатываться кластером, должен быть запущен сервис балансировки нагрузки [4].

Типичная структура ЦОД показана на рис. 1.

### Модель сервиса балансировки нагрузки в кластере

Предположим, что имеется поток запросов к некоторому информационному ресурсу, все за-

просы ведут себя статистически одинаково, причем каждый из них требует некоторого числа операций от ресурса, кластер серверов и систем хранения данных, обслуживающих  $M$  пользователей.

Представим модель кластера ЦОД как систему массового обслуживания (СМО). Исследуем данную систему с точки зрения пользователя (рис. 2).

Пусть имеется замкнутая сеть с общим числом  $M$  пользователей, каждый из которых генерирует исходящий от него запрос с интенсивностью  $\lambda$  требований в секунду всякий раз, когда требование находится у пользователя, т. е. все требования характеризуются средним временем размышления  $1/\lambda$  секунд, которое получается из произвольного закона распределения. Каждое, таким образом, генерируемое требование поступает в ЦОД и перемещается от ресурса к ресурсу в соответствии с переходными вероятностями  $r_{ij}$  и возвращается на терминал пользователя. В этот момент рассматриваемый пользователь переходит к генерированию нового требования.

Обозначим через  $T$  среднее время прохождения через кластер ЦОД и через  $1/\lambda$  — среднее время пребывания у пользователя. Таким образом, среднее время цикла равно  $T + 1/\lambda$ , а средняя пропускная способность системы составляет  $\lambda' = M/(T + 1/\lambda)$  требований в секунду.

Аналогично пусть  $N$  — среднее число требований в кластере ЦОД и  $M'$  — среднее число требований в терминальном узле. На основании формулы Литтла имеем

$$T = \frac{N}{\lambda'}$$

Учитывая, что  $M = N + M'$ , получаем

$$T = \frac{M}{\lambda'} - \frac{M'}{\lambda'}$$

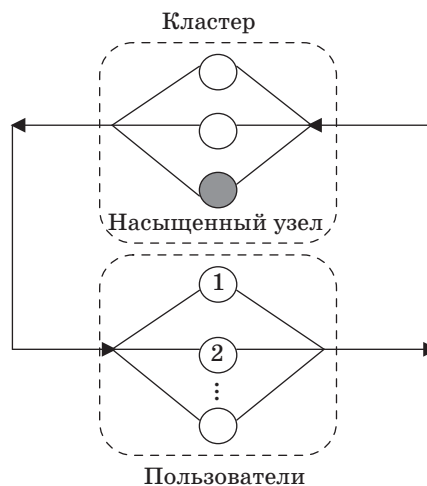


Рис. 2. Представление кластера ЦОД в виде сети СМО

Кроме того, если применить формулу Литтла к терминальному узлу, имеем  $1/\lambda = M'/\lambda'$ , и, таким образом:

$$T = \frac{M}{\lambda'} - \frac{1}{\lambda}.$$

Рассмотрим насыщенный узел  $S$ , или узкое место в ЦОД, который на рис. 2 заштрихован.

Пусть  $\mu_i x_i$  — относительное число посещений  $i$ -го узла кластера при циркуляции требований в сети, где  $\mu_i$  — производительность  $i$ -го узла кластера. Тогда насыщенным будет узел, в котором отношение  $x_s/m_s$  принимает наибольшее значение из всех  $x_i/m_i$  в кластере. Для рассматриваемого случая  $\mu_s x_s/\mu_N x_N$  — среднее число посещений узкого места на каждое поступление требований в кластер.

Чтобы найти  $x_i$ , необходимо решить систему уравнений

$$\mu_i x_i = \sum_{j=1}^N \mu_j x_j r_{ij}, \quad i = \overline{1, N}.$$

Чтобы найти число насыщающих требований  $M^*$ , предположим, что  $M^*$  должно быть равно максимальному числу идеально спланированных заданий, не дающих никаких взаимных помех. Для каждого из  $m_s$  обслуживающих приборов в насыщенном узле можно спланировать максимальное число заданий, равное необходимому времени обслуживания задания в одном цикле, деленному на время обслуживания задания в насыщенном узле за цикл. Общее время обслуживания за цикл равно  $\sum_{i=1}^N (\mu_i x_i/\mu_N x_N)(1/\mu_i)$ , т. е.

сумме по всем узлам произведений числа посещений узла на цикл на среднее время обслуживания на посещение. Время пребывания в насыщенном узле равно  $(\mu_s x_s/\mu_N x_N)(1/\mu_s)$ . Так как имеется  $m_s$  таких обслуживающих приборов, отношение общего времени обслуживания за цикл ко времени пребывания в насыщенном узле за цикл может быть умножено на  $m_s$ , что в итоге дает

$$M^* = \frac{m_s}{x_s} \sum_{i=1}^N x_i.$$

Исходя из приведенного анализа, рассмотрим задачу балансировки нагрузки в кластере. Цель — выяснить, как улучшается характеристика кластера ЦОД в целом, если устранить в нем узкое место путем увеличения интенсивности обслуживания в насыщенном узле. Легко предположить, что в результате этого какой-нибудь другой узел, например  $S'$ , станет узким местом кластера.

Данная характеристика имеет существенное значение для определения эффективности функ-

ционирования ЦОД, так как позволяет оценить выигрыш в улучшении характеристик ЦОД при использовании более мощных аппаратных средств и (или) совершенных методов управления потоками информации [5].

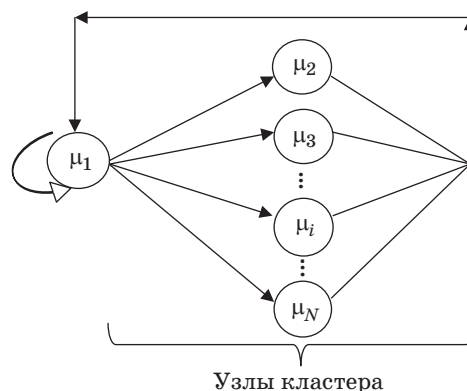
Формально постановку задачи балансировки нагрузки проведем с использованием модели замкнутой СМО с центральным обслуживающим прибором (рис. 3). Она позволяет отразить архитектуру кластера, представленного на рис. 2.

Данная модель позволяет описать работу мультипрограммной вычислительной системы с фиксированным числом узлов, в которую допускаются точно  $K$  заданий. Эти задания циркулируют в системе бесконечно долго, коллективно используя  $N$  ресурсов. Центральный обслуживающий прибор представляет собой корневой узел кластера, предоставляющий сервис балансировки нагрузки, а остальные  $N - 1$  узлов — периферийные узлы, собственно выполняющие обработку клиентских запросов. В такой системе запросы циркулируют между узлами кластера, требуя обращения сначала к корневому узлу, а затем к некоторому периферийному узлу кластера, после этого опять требуя обслуживания в центральном узле, а затем вновь обращения к какому-нибудь периферийному узлу кластера и т. д. Следовательно, все время задания возвращаются в корневой узел кластера. Переходные вероятности задаются матрицей  $r_{ij}$

$$r_{ij} = \begin{cases} p_j, & i = 1, 1 \leq j \leq N \\ 1, & 2 \leq i \leq N, j = 1 \\ 0 & \text{в остальных случаях} \end{cases},$$

где  $\sum_{j=1}^N p_j = 1$ .

В реальной мультипрограммной ситуации задания, в конце концов, покидают систему, и в моменты их ухода в систему по одному поступают новые задания. Это обстоятельство учтено в мо-



■ Рис. 3. Модель СМО с центральным обслуживающим прибором



дели возможностью прямого возвращения задания с вероятностью  $p_1$  в корневой узел, что означает уход старого задания и поступление вместо него нового задания. Таким образом, число заданий в системе остается постоянным и равным  $K$ . В модели с центральным обслуживающим прибором в каждом узле находится один обслуживающий прибор ( $m = 1$ ), а время обслуживания в  $i$ -м узле распределено по показательному закону с параметром  $\mu$ . Пусть матрица  $\mathbf{R}$  является матрицей переходных вероятностей  $\mathbf{R} \|r_{ij}\|$  между узлами сети. Тогда случай с центральным обслуживающим прибором можно описать следующей простой матрицей:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} p_1 & p_2 & p_3 & \dots & p_N \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}.$$

Задача сводится к решению уравнения  $\lambda = \lambda \mathbf{R}$ . Для рассматриваемой матрицы решение имеет вид

$$\mu_i x_i = \begin{cases} \mu_1, & i = 1, \\ \mu_1 p_1, & i = 2, 3, \dots, N \end{cases}.$$

Общее решение для любой замкнутой марковской СМО с однолинейными СМО в узлах дается равенством

$$p(k_1, k_2, \dots, k_n) = \frac{1}{G(K)} \prod_{i=1}^N x_i^{k_i},$$

включающим  $x_1$ . В частном случае рассматриваемой модели с центральным обслуживающим прибором получаем

$$p(k_1, k_2, \dots, k_N) = \frac{1}{G(K)} \prod_{i=1}^N \left( \frac{\mu_1 p_i}{\mu_i} \right)^{k_i},$$

где

$$G(K) = \sum_{k \in A} \prod_{i=2}^N \left( \frac{\mu_1 p_i}{\mu_i} \right)^{k_i}.$$

Следовательно, имеем явное решение, выражаемое через параметры системы  $\mu_i$  и  $p_i$ . Пусть теперь  $A_i$  — стационарная вероятность того, что  $i$ -й узел не пуст. Можно показать, что

$$A_i = \begin{cases} \frac{G(K-1)}{G(K)}, & i = 1, \\ \frac{\mu_1 p_i}{\mu_i} A_1, & i = 2, 3, \dots, N. \end{cases} \quad (1)$$

Из (1) получаем  $A_1 \mu_1 p_1 = A_i \mu_i$  ( $i > 2$ ), т. е. интенсивность, с которой задания поступают в  $i$ -й узел, равна интенсивности, с которой они поки-

дают этот узел. Тогда для сбалансированной системы

$$\frac{d}{d\mu_i} A_1 \mu_1 p_1 = \frac{d}{d\mu_j} A_1 \mu_1 p_1, \quad 1 \leq i, j \leq N. \quad (2)$$

Следовательно, сбалансированная система (система без узких мест) — это такая система, для которой выполняется равенство (2).

### Результаты моделирования

Определим, как влияет отсутствие сервиса балансировки нагрузки в кластере на производительность центра обработки данных.

Пусть вычислительный кластер состоит из пяти узлов и узкое место в нем — 2-й узел.

Результаты моделирования при разном коэффициенте загрузки  $\rho$  приведены в табл. 1.

Увеличение вычислительной мощности насыщенного узла кластера позволяет сохранить выполнение равенства (2). В табл. 2 приведены результаты, показывающие, во сколько раз необходимо увеличить производительность  $\mu$  насыщенного узла кластера при сохранении поступающей на вход нагрузки, если отсутствует сервис балансировки нагрузки.

### Заключение

Необходимым условием сбалансированной работы вычислительного кластера ЦОД является равенство (2). Это равенство показывает, что мера, определяющая, насколько узкое место создается в  $i$ -м узле, пропорциональна скорости из-

■ Таблица 1. Время обработки запроса пользователя

$\rho$	Кластер без сервиса балансировки нагрузки	Кластер с сервисом балансировки нагрузки
0,1	0,072	0,065
0,2	0,093	0,072
0,3	0,135	0,081
0,4	0,260	0,093
0,5	Равенство (2) не выполняется	0,110
0,6	Равенство (2) не выполняется	0,135
0,7	Равенство (2) не выполняется	0,176

■ Таблица 2. Сравнение кластеров по производительности

$\rho$	Кластер без сервиса балансировки нагрузки	Кластер с сервисом балансировки нагрузки
0,5	$2,25\mu$	$\mu$
0,6	$2,7\mu$	$\mu$
0,7	$3,5\mu$	$\mu$

менения производительности в зависимости от роста интенсивности обслуживания в этом узле. При этом производительность определяется как среднее число заданий, обслуживаемых за единицу времени, и равна  $A_1\mu_1\rho_1$ .

Для устранения возможности появления узкого места необходим сервис балансировки нагрузки:

— с ростом нагрузки наличие узкого места не позволяет кластеру в целом справиться с поступающими запросами пользователя, в то время как кластер с сервисом балансировки нагрузки продолжает функционировать (см. табл. 1);

— устранение узкого места возможно, если использовать более мощные аппаратные средства (см. табл. 2).

## Литература

1. Воробьев А. И., Колбанев М. О., Матяшов П. А. Модель в мультисервисной сети абонентского доступа // Абонентский доступ в сетях следующего поколения / Вторая Всерос. конф.: Тез. докл. — СПб., 2005. С. 12–16.
2. Воробьев А. И., Татарникова Т. М. Применение генетического алгоритма для решения задачи обеспечения отказоустойчивости вычислительного кластера // Информационные технологии и системы: управление, экономика, транспорт, право. 2011. № 1(9). С. 3–9.
3. Шепета А. П., Евсеев Г. С., Бакин Е. А. Нижняя граница длительности периода сбора информации в сенсорной сети // Информационно-управляющие системы. 2011. № 6. С. 64–67.
4. Осипов Д. С., Грошев Ф. В. О скорости передачи данных в одной системе множественного доступа // Информационно-управляющие системы. 2012. № 1. С. 67–75.
5. Вишневикий В. М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. — М.: Техносфера, 2003. — 512 с.

## ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

При наличии положительной рецензии статья рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи.

Процедуры согласования текста статьи могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail (80x@mail.ru).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию, при необходимости доработать статью — рецензию. Рукописи не возвращаются.

*Редакция журнала напоминает, что ответственность за достоверность и точность рекламных материалов несут рекламодатели.*

УДК 004.032.2: 004.932

## ОЦЕНКА МИНИМАЛЬНОЙ ДЛИНЫ ЦИКЛОВ КВАЗИЦИКЛИЧЕСКИХ РЕГУЛЯРНЫХ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ

**Ф. И. Иванов,**

аспирант

**В. В. Зяблов,**

доктор техн. наук, профессор

**В. Г. Потапов,**

канд. техн. наук, старший научный сотрудник

Институт проблем передачи информации им. А. А. Харкевича, Москва

Доказывается условие отсутствия циклов длины 4 в проверочных матрицах регулярных квазициклических МПП-кодов, построенных на матрицах перестановок. В соответствии с доказанными теоремами построен ансамбль двоичных МПП-кодов, минимальная длина циклов которых равна 6. Представлены результаты моделирования полученных кодовых конструкций для итеративного алгоритма декодирования «распространения доверия» (Sum-Product) при передаче кодового слова по двоичному каналу с аддитивным белым гауссовым шумом.

**Ключевые слова** — МПП-код, циклы, матрица перестановок, циклический сдвиг.

### Введение

Двоичные коды с малой плотностью проверок на четность (МПП-коды) были предложены Галлагером [1]. Данные коды являются линейными блоковыми кодами, задаваемыми с помощью проверочной матрицы  $\mathbf{H}$ , характеризуемой относительно малым числом единиц в строках и столбцах. Часто МПП-коды удобно интерпретировать как графы Таннера, в которых для представления строк и столбцов проверочной матрицы используются определенным образом связанные между собой битовые и проверочные узлы.

В настоящее время построены МПП-коды, способные работать в 0,045 дБ от границы Шеннона [2].

К главным недостаткам МПП-кодов можно отнести квадратичную зависимость сложности кодирования от длины кода, хотя существуют подходы, позволяющие при тщательном предварительном проектировании снизить сложность кодирования до линейной [3].

Важной характеристикой матрицы МПП-кода является отсутствие циклов определенной длины. Под циклом длины 4 понимают образование в проверочной матрице прямоугольника, в углах которого стоят единицы. Отсутствие цикла дли-

ны 4 можно также определить через скалярное произведение столбцов (или строк) матрицы. Если каждое попарное скалярное произведение всех столбцов (или строк) матрицы не более 1, это говорит об отсутствии цикла длины 4. Циклы больших длин определяются минимальной длиной цикла в графе Таннера.

Существует ряд работ, посвященных алгоритмам поиска циклов минимальных длин в проверочных матрицах МПП-кодов, особо следует отметить работы [4–7].

В некоторых случаях, например, если МПП-код является квазициклическим, можно сформулировать условия отсутствия циклов определенных длин [8–10].

Следуя работе [8], мы рассмотрим ансамбль двоичных квазициклических МПП-кодов, основанных на матрицах перестановок, и докажем необходимое и достаточное условие отсутствия в них циклов длины 4.

### Основные определения и обозначения

Приведем основные определения и обозначения, которые будут использоваться в статье.

Произведением Адамара матриц,  $\mathbf{A} = (a_{ij})$ ,  $\mathbf{B} = (b_{ij})$ , назовем матрицу  $\mathbf{C} = \mathbf{A} \diamond \mathbf{B} = (c_{ij})$ , где  $c_{ij} = a_{ij} b_{ij}$ .

Отметим, что для существования произведения Адамара матриц  $\mathbf{A} = (a_{ij})$  и  $\mathbf{B} = (b_{ij})$  требуется, чтобы они имели одинаковое число строк и столбцов.

Матрицей  $h$ -кратного циклического сдвига  $\mathbf{I}_h$  назовем квадратную матрицу, которая соответствует  $h$ -кратному правому циклическому сдвигу столбцов единичной матрицы  $\mathbf{I}$ :  $\dim \mathbf{I} = \dim \mathbf{I}_h = m$ .

Далее мы сформулируем элементарные утверждения о матрицах циклических сдвигов, которые понадобятся нам для дальнейшего анализа:

- 1)  $\mathbf{I}_t = \mathbf{I}_s \leftrightarrow t = s$ ;
- 2) если  $\mathbf{I}_s$  и  $\mathbf{I}_t$  — матрицы  $s$ -кратного и  $t$ -кратного циклического сдвига соответственно, то

$$\mathbf{I}_t \diamond \mathbf{I}_s = \begin{cases} \mathbf{0}, & t \neq s \\ \mathbf{I}_t, & t = s \end{cases}$$

- 3) если  $\dim \mathbf{I}_h = m$ , то  $(\mathbf{I}_h)^{-1} = \mathbf{I}_{m-h}$ ;
- 4) если  $\dim \mathbf{I}_t = \dim \mathbf{I}_s = m$ , то

$$\mathbf{I}_t \mathbf{I}_s = \mathbf{I}_s \mathbf{I}_t = \mathbf{I}_{(t+s) \bmod m}$$

Теперь введем определение квазициклического регулярного  $(l, n_0)$  МПП-кода.

Пусть  $\mathbf{I}_{p_{ij}}$  —  $m \times m$  матрица  $p_{ij}$ -кратного циклического сдвига,  $1 \leq i \leq l$ ,  $1 \leq j \leq n_0$ . Построим  $l \times n_0$  матрицу  $\mathbf{H}$  следующего вида:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{p_{11}} & \dots & \mathbf{I}_{p_{1n_0}} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{I}_{p_{l1}} & \dots & \mathbf{I}_{p_{ln_0}} \end{pmatrix}$$

Размерность  $\mathbf{I}_{p_{ij}}$  —  $m \times m$ , поэтому размерность  $\mathbf{H}$  —  $ml \times mn_0$ .  $\mathbf{H}$  определяет ансамбль регулярных квазициклических МПП-кодов длины  $n = mn_0$ . Обозначим этот ансамбль  $\varepsilon_Q(l, n_0, m)$ . Элементы ансамбля получаются путем равновероятного выбора (возможно, с возвращениями) матриц  $p_{ij}$ -кратных циклических сдвигов.

**Формулировка и доказательство основного результата**

В работе [8] доказано, что блочная матрица вида  $\begin{pmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{S} \\ \mathbf{P} & \mathbf{Q} \end{pmatrix}$  не содержит циклов длины 4 тогда и только тогда, когда  $(\mathbf{PR}^T) \diamond (\mathbf{QS}^T) \neq \mathbf{0}$ . Пусть

$$\mathbf{P} = \mathbf{I}_{p_1}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{p_2}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{p_3}, \mathbf{S} = \mathbf{I}_{p_4}.$$

Тогда  $(\mathbf{PR}^T) \diamond (\mathbf{QS}^T) \neq \mathbf{0}$  эквивалентно следующему условию:

$$(\mathbf{I}_{p_1} \mathbf{I}_{p_2}^T) \diamond (\mathbf{I}_{p_3} \mathbf{I}_{p_4}^T) \neq \mathbf{0}. \tag{1}$$

Воспользуемся тем, что  $\mathbf{I}_{p_j}$  — ортогональная матрица, т. е.  $\mathbf{I}_{p_j}^T = \mathbf{I}_{p_j}^{-1}$ . С другой стороны,  $\mathbf{I}_{p_j}^{-1} = \mathbf{I}_{m-p_j}$ , тогда условие (1) примет вид

$$(\mathbf{I}_{p_1} \mathbf{I}_{m-p_2}) \diamond (\mathbf{I}_{p_3} \mathbf{I}_{m-p_4}) \neq \mathbf{0}.$$

Воспользовавшись утверждением 4, получим

$$(\mathbf{I}_{p_1+m-p_2 \bmod m}) \diamond (\mathbf{I}_{p_3+m-p_4 \bmod m}) \neq \mathbf{0}.$$

По утверждению 2 это означает, что

$$(p_1 + m - p_2) \bmod m \neq (p_3 + m - p_4) \bmod m.$$

Всегда можно считать, что  $p_2 > p_1$  и  $p_4 > p_3$ , тогда окончательно получим

$$p_2 - p_1 \neq p_4 - p_3. \tag{2}$$

Соотношение (2) назовем *уравнением неравномерности*, а блочную матрицу, для которой выполняется уравнение неравномерности, — *неравномерной матрицей*.

Таким образом, доказана теорема.

**Теорема 1.** Блочная матрица  $\begin{pmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{S} \\ \mathbf{P} & \mathbf{Q} \end{pmatrix}$  не содержит циклов длины 4 тогда и только тогда, когда она является неравномерной.

Отметим, что уравнение неравномерности является также условием невырожденности блочной квадратной матрицы, а именно детерминант матрицы  $\begin{pmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{S} \\ \mathbf{P} & \mathbf{Q} \end{pmatrix}$  (в блочном смысле) равен  $\mathbf{RQ} - \mathbf{PS}$ . Пусть

$$\mathbf{P} = \mathbf{I}_{p_1}, \mathbf{R} = \mathbf{I}_{p_2}, \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{p_3}, \mathbf{S} = \mathbf{I}_{p_4},$$

тогда

$$\begin{aligned} \mathbf{RQ} - \mathbf{PS} &= \mathbf{I}_{p_2} \mathbf{I}_{p_3} - \mathbf{I}_{p_1} \mathbf{I}_{p_4} = \\ &= \mathbf{I}_{(p_2+p_3) \bmod m} - \mathbf{I}_{(p_1+p_4) \bmod m}. \end{aligned}$$

Поэтому условие  $\det \begin{pmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{S} \\ \mathbf{P} & \mathbf{Q} \end{pmatrix} \neq \mathbf{0}$  можно пред-

ставить в следующем виде:

$$\mathbf{I}_{(p_2+p_3) \bmod m} \neq \mathbf{I}_{(p_1+p_4) \bmod m},$$

$$(p_2 + p_3) \bmod m \neq (p_1 + p_4) \bmod m,$$

$$p_2 - p_1 \neq p_4 - p_3.$$

Мы вновь получили уравнение (2).

Таким образом, условие неравномерности равносильно условию невырожденности блочного детерминанта.

В работе [8] доказано, что матрица

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{p_{11}} & \dots & \mathbf{I}_{p_{1n_0}} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{I}_{p_{l1}} & \dots & \mathbf{I}_{p_{ln_0}} \end{pmatrix}$$

не содержит циклов длины 4 тогда и только тогда, когда не содержит циклов длины 4 любая ее

подматрица вида  $\begin{pmatrix} \mathbf{I}_{p_{i1j1}} & \mathbf{I}_{p_{i1j2}} \\ \mathbf{I}_{p_{i2j1}} & \mathbf{I}_{p_{i2j2}} \end{pmatrix}$ . Таким образом, справедлива следующая теорема.

**Теорема 2.** Проверочная матрица

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{P_{11}} & \dots & \mathbf{I}_{P_{1n_0}} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{I}_{P_{l1}} & \dots & \mathbf{I}_{P_{ln_0}} \end{pmatrix}$$

квазициклического МПП-кода не содержит циклов длины 4 тогда и только тогда, когда любая ее подматрица вида  $\begin{pmatrix} \mathbf{I}_{P_{i1j1}} & \mathbf{I}_{P_{i1j2}} \\ \mathbf{I}_{P_{i2j1}} & \mathbf{I}_{P_{i2j2}} \end{pmatrix}$  является не-равномерной (имеет невырожденный блочный детерминант).

**Конструкция квазициклического МПП-кода, не содержащего циклов длины 4**

Далее мы приведем пример конструкции проверочной матрицы МПП-кода и докажем, что она не содержит циклов длины 4.

Пусть  $b_1 \in N$ ,  $(b_1, m) = 1$ , где  $(\cdot, \cdot)$  — наибольший общий делитель,  $\text{ord}(b_1) = x > l$ . Построим столбец  $\mathbf{P}_1$ , состоящий из матриц циклического сдвига:

$$\mathbf{P}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{b_1} \\ \mathbf{I}_{b_1^2} \\ \mathbf{I}_{b_1^3} \\ \dots \\ \mathbf{I}_{b_1^l} \end{pmatrix}$$

Выберем  $b_2 \in N$ ,  $(b_2, m) = 1$ ,  $b_2 \neq b_1^i \text{ mod } m$ ,  $i = 1 \dots l$ . Построим столбец  $\mathbf{P}_2$ :

$$\mathbf{P}_2 = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{b_1 b_2} \\ \mathbf{I}_{b_1^2 b_2} \\ \mathbf{I}_{b_1^3 b_2} \\ \dots \\ \mathbf{I}_{b_1^l b_2} \end{pmatrix}$$

Для  $b_3 \in N$  потребуем выполнения всех условий, приведенных выше, кроме того,  $b_3 \neq b_2 b_1^i \text{ mod } m$ ,  $i = 1 \dots l$ . Вообще для  $b_j \in N$  необходимо выполнение  $j - 1$  системы соотношений:

$$\begin{cases} b_j \neq b_1^i \text{ mod } m \\ b_j \neq b_2 b_1^i \text{ mod } m \\ b_j \neq b_3 b_1^i \text{ mod } m \\ \vdots \\ b_j \neq b_{j-1} b_1^i \text{ mod } m \end{cases} \quad (3)$$

Тогда способом, описанным выше, построим столбцы  $\mathbf{P}_3, \mathbf{P}_4, \dots, \mathbf{P}_{n_0}$ , где

$$\mathbf{P}_j = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{b_1 b_j} \\ \mathbf{I}_{b_1^2 b_j} \\ \mathbf{I}_{b_1^3 b_j} \\ \dots \\ \mathbf{I}_{b_1^l b_j} \end{pmatrix}$$

Тогда матрица

$$\mathbf{H} = (\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \dots, \mathbf{P}_{n_0}) = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{b_1} & \mathbf{I}_{b_1 b_2} & \dots & \mathbf{I}_{b_1 b_{n_0}} \\ \mathbf{I}_{b_1^2} & \mathbf{I}_{b_1^2 b_2} & \dots & \mathbf{I}_{b_1^2 b_{n_0}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{I}_{b_1^l} & \mathbf{I}_{b_1^l b_2} & \dots & \mathbf{I}_{b_1^l b_{n_0}} \end{pmatrix}$$

определяет ансамбль регулярных квазициклических МПП-кодов длины  $n = mn_0$ , который мы обозначим  $\varepsilon_{QM}(l, n_0, m)$ . Очевидно, что  $\varepsilon_{QM}(l, n_0, m)$  является подансамблем ансамбля  $\varepsilon_Q(l, n_0, m)$ . Элементы ансамбля  $\varepsilon_{QM}(l, n_0, m)$  получаются путем случайного выбора без возвращений числа  $b_1 \in N$ ,  $(b_1, m) = 1$ ,  $\text{ord}(b_1) = x > l$ , а также чисел  $b_j$ ,  $j = 1 \dots n_0$ , удовлетворяющих системе (3). Указанный выше способ построения проверочной матрицы гарантирует, что все матрицы в каждой строке и каждом столбце будут различны (столбцы являются классами смежности).

Теперь докажем, что матрица  $\mathbf{H}$  не содержит циклов длины 4: зафиксировав в матрице  $\mathbf{H}$  любые строки с индексами  $1 \leq j_1 \leq j_2 \leq l$  и любые 2 столбца с индексами  $1 \leq k \leq s \leq n_0$ , рассмотрим подматрицу  $\mathbf{H}_1$  вида

$$\mathbf{H}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_{b_1^{j_1} b_k} & \mathbf{I}_{b_1^{j_1} b_s} \\ \mathbf{I}_{b_1^{j_2} b_k} & \mathbf{I}_{b_1^{j_2} b_s} \end{pmatrix}$$

По теореме 1 отсутствие циклов в матрице  $\mathbf{H}_1$  (а значит и в матрице  $\mathbf{H}$ ) равносильно неравномерности  $\mathbf{H}_1$ . Для неравномерности  $\mathbf{H}_1$  необходимо и достаточно, чтобы выполнялось следующее соотношение на коэффициенты:

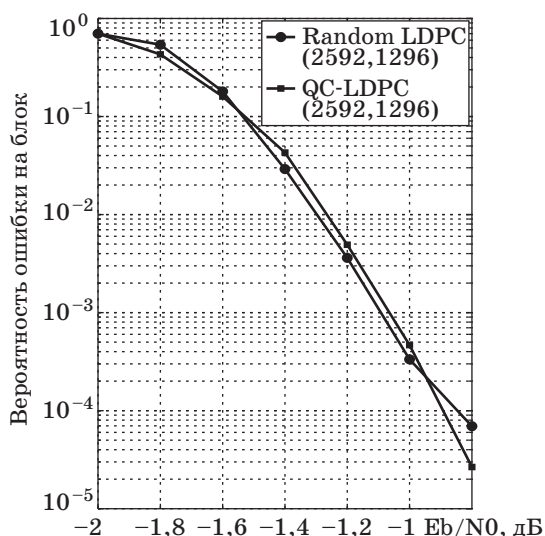
$$\begin{aligned} (b_1^{j_2} b_k - b_1^{j_1} b_k) \text{ mod } m &\neq (b_1^{j_2} b_s - b_1^{j_1} b_s) \text{ mod } m; \\ b_k (b_1^{j_2} - b_1^{j_1}) \text{ mod } m &\neq b_s (b_1^{j_2} - b_1^{j_1}) \text{ mod } m; \\ b_k \text{ mod } m &\neq b_s \text{ mod } m. \end{aligned}$$

Последнее условие всегда выполняется, так как все числа  $b_j$ ,  $j = 1 \dots n_0$ , различны. Следовательно, матрица  $\mathbf{H}_1$ , а значит и матрица  $\mathbf{H}$ , не содержат циклов длины 4, т. е. минимальная длина циклов в них равна 6.

**Результаты моделирования**

Для генерации проверочных матриц МПП-кодов из ансамбля  $\varepsilon_{QM}(l, n_0, m)$  была написана функция для MatLab. Моделирование производилось ме-

Eb/N0, дБ	Random LDPC (2592, 1296)	QM-LDPC (2592, 1296)
-2	$7 \cdot 10^{-1}$	$7 \cdot 10^{-1}$
-1,8	$5,4 \cdot 10^{-1}$	$4,3 \cdot 10^{-1}$
-1,6	$1,8 \cdot 10^{-1}$	$1,6 \cdot 10^{-1}$
-1,4	$2,9 \cdot 10^{-2}$	$4,3 \cdot 10^{-2}$
-1,2	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$4,9 \cdot 10^{-3}$
-1	$3,3 \cdot 10^{-4}$	$4,7 \cdot 10^{-4}$
-0,8	$6,9 \cdot 10^{-5}$	$2,7 \cdot 10^{-5}$



■ Зависимость вероятности ошибки на блок от отношения сигнал/шум для случайного кода Галлагера и кода из ансамбля  $\epsilon_{QM}(l, n_0, m)$

тодами имитационного моделирования с использованием среды MatLab. В качестве канала был выбран двоичный канал с аддитивным белым гауссовым шумом. В качестве алгоритма декодирования был выбран итеративный алгоритм Sum-Product с «мягким» входом, работающий с представлением кода в виде двудольного графа Таннера [11]. Максимальное число итераций ограничивалось 50.

Результат моделирования (таблица и рисунок) показывает, что код из ансамбля  $\epsilon_{QM}(l, n_0, m)$  не уступает по корректирующим способностям коду из ансамбля Галлагера [1], в то же время код из ансамбля  $\epsilon_{QM}(l, n_0, m)$  имеет более простую реализацию, а также требует хранения только шести чисел  $b_1, b_2, \dots, b_6$ . Следует также отметить, что код из ансамбля  $\epsilon_{QM}(l, n_0, m)$  при отношении сигнал/шум  $-0,8$  дБ превосходит по корректирующим способностям случайный код более чем на треть порядка, что говорит о возможности его практического применения.

### Заключение

В данной работе предложен простой способ исследования проверочной матрицы  $\mathbf{H}$  квазициклического МПП-кода на наличие в ней циклов длины 4. Предложен способ построения ансамбля квазициклических МПП-кодов, минимальная длина циклов в котором равна 6. Результаты компьютерного моделирования позволяют сделать вывод о том, что полученные кодовые конструкции не уступают кодам из ансамбля Галлагера [1].

### Литература

1. Галлагер Р. Дж. Коды с малой плотностью проверок на четность. — М.: Мир, 1966. — 90 с.
2. MacKay D. J. C., Neal R. M. Near Shannon limit performance of low density parity check codes // IEEE Electronics Letters. 1996. Vol. 32. N 18. P. 1645–1646.
3. Richardson T., Urbanke R. Efficient encoding of low density parity check codes // IEEE Trans. Inform. Theory. 2001. Vol. 47. P. 638–656.
4. Kim S., No J.-S., Chung H., Shin D.-J. Girth analysis of Tanner's (3,5) QC LDPC codes // Proc. of IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT'05). 2005. P. 1632–1636.
5. Djidjev Hristo N. A faster algorithm for computing the girth of planar and bounded genus graphs // ACM Transactions on Algorithms (TALG). 2010. Vol. 7. N 1. P. 1–16.
6. Xiaofu Wu, Xiaohu You, Chunming Zhao. An Efficient Girth-Locating Algorithm for Quasi-Cyclic LDPC Codes // Proc. of IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT'06). 2006. P. 817–820.
7. Lu J., Moura M. F., Niesen U. Grouping-and-shifting designs for structured LDPC codes with large girth // Proc. of IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT'04). 2004. P. 236.
8. Gabidulin E., Moynian A., Honary B. Generalized construction of quasi-cyclic regular LDPC codes based on permutation matrices // Proc. of IEEE Intern. Symp. on Information Theory (ISIT'06). 2006. P. 679–683.
9. Vasic B., Pedagani K., Ivkovic M. High-rate girth-eight low-density parity-check codes on rectangular integer lattices // IEEE Transactions on Communications. 2004. Vol. 52. N 8. P. 1248–1252.
10. Zhang H., Moura M. F. The design of structured regular LDPC codes with large girth // Proc. of IEEE Global Telecommunications Conf. (GLOBECOM'03). 2003. Vol. 7. P. 4022–4027.
11. Kschischang F. R., Frey B. J., Loeliger H. A. Factor graphs and the sum-product algorithm // IEEE Trans. Inform. Theory. 2001. Vol. 47. N 2. P. 498–519.

УДК 004.315.7

## УВЕЛИЧЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОСТИ АКУСТОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

**Е. В. Кравец,**

аспирантка

**П. Н. Петров,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются акустоэлектронные устройства обработки сигналов линейных антенных решеток с масштабированием по скорости, по скорости и частоте, использующиеся в радио- и гидролокации, ультразвуковой дефектоскопии, звуковидении, медицинской диагностике. Специфический круг задач, решаемый этими устройствами, влияет на их топологию и параметры, в частности на диапазон рабочих частот, полосу пропускания, разрешение по углу и дальности. Предлагается устройство обработки сигналов ближней и дальней зон.

**Ключевые слова** — аналоговые процессоры, поверхностные акустические волны, пространственная обработка, антенные решетки, диаграммы направленности.

### Введение

Акустоэлектронные устройства с масштабными переизлучающими решетками (МПР), совместно с антенными решетками (АР), позволяют определять в реальном времени направление прихода когерентных акустических или электромагнитных волн. В любом устройстве данного типа осуществляется моделирование (в уменьшенном масштабе) внешних волновых полей в среде обработки (акустическом процессоре — АП) [1].

В настоящей статье рассматриваются частотные характеристики устройств МПР с масштабированием по скорости и частоте для обработки линейных АР. Эти устройства являются узкополосными и занимают промежуточное положение между устройствами, формирующими ДН с временной и фазовой компенсацией. Чем больше частота сигналов линейной АР отличается от частоты обработки сигналов в АП, тем по своим характеристикам устройства МПР ближе к фазокомпенсационным устройствам. Полученные МПР позволяют обрабатывать широкополосные сигналы линейных АР.

### Основные характеристики устройств с МПР

Универсальной характеристикой, определяющей основные показатели устройства обработки,

в частности пространственные, является пространственная импульсная характеристика (ПИХ)  $H(\mathbf{r}, \alpha, \beta, \alpha', \beta')$ , где  $\alpha, \beta$  и  $\alpha', \beta'$  — углы места и азимута в пространстве объектов и, соответственно, в пространстве изображений (в среде обработки аналогового процессора). ПИХ является откликом на монохроматический  $\delta$ -источник и определяется с точностью до несущественного множителя как

$$H(k, \alpha_0, \beta_0, \alpha'_0, \beta'_0) = \int_{\mathbf{r}} C P(k, \mathbf{r}) V(k, \alpha_0, \beta_0, \mathbf{r}) W(k, \alpha'_0, \beta'_0, \mathbf{r}) d\mathbf{r}, \quad (1)$$

где  $P(k, \mathbf{r})$  — функция раскрытия;  $V(k, \alpha, \beta, \mathbf{r})$  — функция, определяющая распределение комплексных амплитуд принимаемых сигналов;  $W(k, \alpha', \beta', \mathbf{r})$  — опорная функция акустоэлектронного устройства;  $\mathbf{r}$  — радиус-вектор точки на раскрытии АР. На рис. 1 показана система координат в пространстве объектов и АП.

Как известно, при реализации алгоритма согласованной пространственной обработки сигналов опорная функция должна выбираться равной комплексно-сопряженной функции распределения комплексных амплитуд по приемной антенне в полосе частот принимаемых сигналов, т. е.  $W(k, \alpha, \beta, \mathbf{r}) = V^*(k, \alpha, \beta, \mathbf{r})$ .

В приближении дальней зоны ПИХ описывается как [2]

$$h(k, \alpha, \beta, \alpha_0, \beta_0) = \iint_{(x, y) \in Z} P_{1,2}(k, x, y) \cdot W(k, x, y, \alpha_0, \beta_0) \times \exp[-jk(x \cdot \sin \alpha \cdot \cos \beta + y \cdot \sin \beta + z \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta)] dx dy. \quad (2)$$

Выражение (2), нормированное к значению  $h(k, \alpha = \alpha_0, \beta = \beta_0)$ , служит характеристикой направленности антенны.

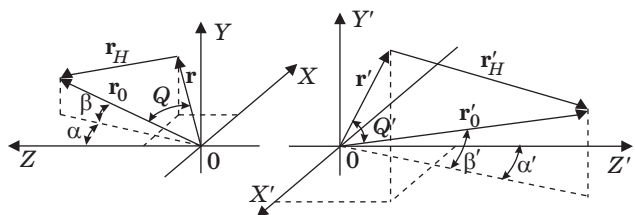
Если приемная антенна расположена по оси  $X$  и представляет собой линейную АР размером  $D$  с функцией раскрытия  $P(x)$ , а источник монохроматического излучения или направление формирования диаграммы направленности (ДН) (устройство обладает свойством обратимости) находится в плоскости  $XOZ$  под углом  $\alpha = \alpha_0$  к оси  $Z$ , то в этом случае опорная функция устройства МПР равна  $W(k, r) = \exp\{jk[x \sin \alpha]\}$ . При равномерном и синфазном апертурном распределении ПИХ или ДН  $R(\alpha)$  может быть записана как

$$h(k, \alpha, \alpha_0) = \text{sinc}[(D/\lambda)(\sin \alpha_0 - \sin \alpha)] = R(\kappa, \alpha, \alpha_0) \quad (3)$$

и является зависимой от частот сигналов, что ограничивает полосу пропускания устройства.

Для обеспечения информационной пропускной способности канала или количественного измерения информационной емкости сигнала используется величина  $E = \lg N_n$ , где  $N_n$  — число независимых информационных (временных, пространственных, поляризационных) степеней свободы сигнала. Для линейной АР величина  $N_n$  без учета поляризационных степеней свободы сигнала равна  $N_n = (2\Delta f \tau \cdot 4D^2)(\lambda z)^{-1}$  [3], где  $2\Delta f$  — полоса сигнала;  $\tau$  — временная продолжительность сигнала;  $z$  — проекция расстояния до источника  $(x_0, z_0, \lambda)$  сигнала на ось  $Z$  в соответствии с рис. 1.

Как видно, величина  $N_n$  зависит от волнового размера апертуры  $D$  антенны, т. е. от числа элементов эквидистантной линейной АР и от полосы пропускания. Однако при реализации акустоэлектронных устройств возникает ряд проблем



■ Рис. 1. Системы координат в пространстве объекта и изображения

практического характера, препятствующих достижению их расчетных и предельных параметров. Поэтому рассмотрим технологические и топологические возможности изготовления АП, позволяющие, с одной стороны, наиболее полно реализовать их выявленные потенциальные возможности, а с другой стороны, предложить конструкторские решения, способствующие увеличению их полосы пропускания.

Полоса пропускания устройств пространственной обработки сигналов АР находится в зависимости от нескольких факторов: частотных свойств излучателей, их взаимодействия, частотных свойств внутренних элементов антенны (фидерных линий, электронных устройств и т. д.). В случае акустоэлектронных устройств МПР необходимо учитывать также частотные свойства излучателей переизлучающих и считывающих решеток. Кроме того, существует зависимость результирующего поля, формируемого элементами переизлучающей решетки, от частоты. И если первые факторы учитываются известными способами, то влияние последнего фактора на частотные характеристики устройств МПР требует специального рассмотрения.

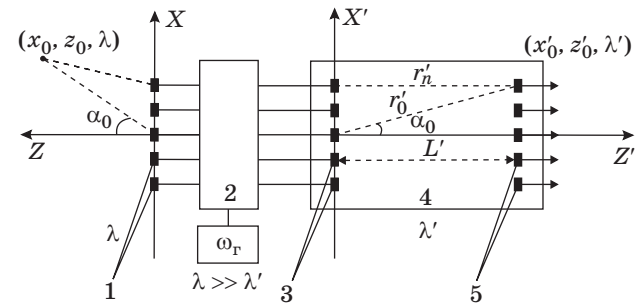
### Частотные свойства акустоэлектронных устройств обработки сигналов линейных АР

Рассмотрим характеристики устройств МПР, использующих масштабирование по частоте и скорости, предназначенных для обработки сигналов линейных АР (рис. 2).

В этом случае возможны три варианта частот обработки:

$$\omega'_I = \omega_r + \omega; \quad \omega'_{II} = \omega_r - \omega; \quad \omega'_{III} = \omega - \omega_r. \quad (4)$$

Введем коэффициент углового масштаба  $\mu = \sin \alpha'_0 / \sin \alpha_0$ . С учетом взаимно однозначного соответствия между элементами приемной АР и переизлучающей решетки преобразователей полу-



■ Рис. 2. Устройство МПР: 1 — элементы линейной АР; 2 — многоканальный преобразователь частоты; 3 — элементы переизлучающей решетки; 4 — подложка АП; 5 — элементы считывающей решетки



чаем для случая дальней зоны, что ПИХ, определяемая выражением (3), может быть найдена с использованием (4) как [4]

$$h(\omega, \alpha_0, \alpha') = \int_{(x)} P(x) \times \exp \left\{ j \left[ \omega \left( \frac{\sin \alpha_0}{v} \frac{(-)}{+} \frac{D' \sin \alpha'}{Dv'} \right) - \omega_r \frac{D' \sin \alpha'}{D} \frac{(-)}{(+)} \right] x \right\} dx. \quad (5)$$

Здесь верхние знаки относятся к варианту I соотношения частот, нижние, но без скобок, — к варианту II, а в скобках — к варианту III.

При выводе выражения (5) предполагалось, что точечный источник излучает волну с единичной амплитудой и нулевой начальной фазой. Это выражение можно рассматривать как коэффициент передачи устройства пространственной обработки (т. е. рассматриваются характеристики самого устройства, антенны и среды распространения). Выходной сигнал устройства МПР на считывающем преобразователе, соответствующем угловой координате  $\alpha = \alpha_0$ , можно найти с помощью (5) следующим образом [2]:

$$s_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{(x)} \int_{(\omega)} S(\omega) P(x) \exp \left\{ j \left[ \omega \left( \frac{\sin \alpha_0}{v} \frac{(-)}{+} \frac{D' \sin \alpha'}{Dv'} \right) - \omega_r \frac{D' \sin \alpha'}{D} \frac{(-)}{(+)} \right] x + \omega t \right\} dx d\omega = \int_{(x)} P(x) \exp \left\{ \frac{(-)}{(+)} j \omega_r \frac{D' \sin \alpha'}{D} x \right\} \times s \left[ \left( \frac{\sin \alpha_0}{v} \frac{(-)}{+} \frac{D' \sin \alpha'}{D} \right) x + t \right] dx, \quad (6)$$

где  $s(t)$  и  $s(\omega)$  — соответственно входной сигнал и его спектр. Считая входной сигнал узкополосным, со средней частотой  $\omega_0$ , что обусловлено гетеродинированием сигналов в устройствах МПР с масштабированием по частоте и скорости, запишем выражение, учитывающее связь между координатами в пространстве и в устройстве обработки, в виде

$$\sin \alpha' = \frac{(-)}{+} \frac{\omega_0}{\omega_r} \frac{Dv'}{D} \sin \alpha. \quad (7)$$

Из формулы (7) непосредственно следует, что изменение частоты сигнала  $\omega$ , приходящего на элементы АР с направления  $\alpha$ , приводит к смещению максимума функции  $h(\omega, \alpha, \alpha')$ , т. е. изменению положения максимального выходного сигнала по элементам считывающей решетки. Оче-

ним степень этой зависимости для различных вариантов и значений соотношения частот  $\omega$  и  $\omega_r$ . Дифференцируя (7) по  $\omega$  и переходя к приращениям, получим

$$\frac{\Delta \sin \alpha'}{\sin \alpha'} = \frac{\Delta \sin \alpha}{\sin \alpha} = \frac{(-)}{+} \frac{\omega_r}{\left( \frac{+}{(-)} \omega_r \frac{(+)}{-} \omega \right)} \frac{\Delta \omega}{\omega}. \quad (8)$$

Эти соотношения поясняются графиками (рис. 3), из которых видно, что устройства МПР при варианте III (4) соотношения частот в радиолокации и при  $\omega/\omega_r > 2$  обладают меньшей частотной зависимостью, чем при варианте II, или чем фазокомпенсирующие устройства, у которых  $\Delta \sin \alpha / \sin \alpha \approx \Delta \omega / \omega$ .

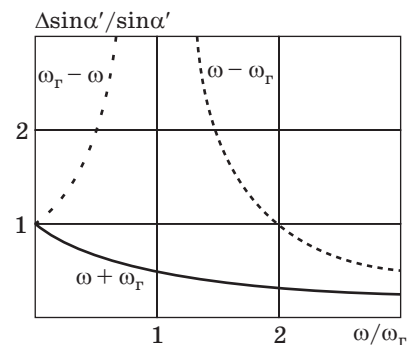
Аналогичным образом в гидролокации устройства МПР при варианте I соотношения частот обладают меньшей частотной зависимостью, чем при варианте II или при чисто фазовой компенсации.

В инженерных расчетах для оценки полосы пропускания можно воспользоваться критерием Штреля, в соответствии с которым допустимым считается смещение на  $\pm 0,2$  ширины отклика функции  $h(\omega, \alpha, \alpha')$  на центральной частоте  $\omega_0$  или уменьшение величины отклика на  $\approx 10\%$ . С учетом выражения (8) можно записать

$$2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{0,4 \lambda_0}{D \sin \alpha} \frac{(+)}{(-)} \frac{\omega_r}{\omega_r} \frac{(+)}{-} \omega_0. \quad (9)$$

Относительная полоса пропускания устройства МПР, описываемая выражением (9), справедлива для равноамплитудного распределения  $P(X)$ .

Разработанный АП на поверхностных акустических волнах (ПАВ) устройства МПР (рис. 4) имеет рабочую частоту 18,5 МГц, полосу 3,8 МГц, число элементов переизлучающей решетки 15. Он размещен в корпусе микросборки с габаритами 40 × 20 × 2 мм. Данный процессор может служить в качестве базового элемента для устройств, описываемых далее.



■ Рис. 3. Углочастотная зависимость отклика устройства МПР от соотношения частот  $\omega$  и  $\omega_r$

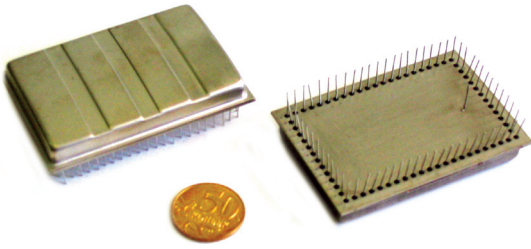


Рис. 4. Внешний вид микросборки

Более общий результат получен при рассмотрении устройства МПР с энергетическим накоплением сигнала. В этом случае после соответствующих преобразований, применяя теорему Бореля, для варианта I соотношения частот (4) выходной сигнал устройства МПР можно записать следующим образом [5]:

$$I(\alpha_0, \alpha') = \int_{(x)} R(x) B \left[ \left( \frac{\sin \alpha_0}{v} - \frac{D'}{D} \frac{\sin \alpha'}{v'} \right) x \right] \times \exp \left[ -j\omega_r \frac{D'}{D} \frac{\sin \alpha'}{v'} x \right] dx, \quad (10)$$

где  $R(x) = P(x) \otimes P^*(-x)$  — автокорреляционная функция раскрыва;  $B(t)$  — автокорреляционная функция исходного сигнала. Считая сигнал узкополосным, вида  $B(t) = B_0(t) \exp(j\omega_0 t)$ , запишем выражение (10) как

$$I(\Psi_0, \Psi) = \int_{(x)} R(x) B_0 \times \left[ \omega_0^{-1} (\Psi_0 - m_\omega \Psi) x \right] \exp[j(\Psi_0 - \Psi)x] dx, \quad (11)$$

где  $\Psi = \frac{\omega}{v} \sin \alpha$ ;  $\Psi_0 = \frac{\omega_0}{v} \sin \alpha_0$ ;  $m_\omega = \frac{\omega_0}{\omega_0 + \omega_r}$ .

Как следует из (10), огибающая автокорреляционной функции действует как параметрическая весовая функция, вызывая расширение главного максимума и уменьшение его абсолютного значения, а выходной отклик определяется обычным преобразованием Фурье.

Приведем в качестве примера характеристики устройства в случае использования прямоугольной функции раскрыва и сигнала с формой спектра  $S(\omega) = \text{rect}(\omega - \omega_0/2\Delta\omega)$ . На рис. 5, а и б представлены расчетные графики разрешающей способности  $\Delta\Psi$ , нормированной к ее значению при гармоническом сигнале  $(\Delta\Psi)_0$ , и изменение сигнала на выходе устройства в зависимости от относительной полосы частот сигнала  $2\Delta\omega/\omega_0$ , коэффициента преобразования по частоте  $m_\omega$  и нормированного значения пространственной частоты источника при гармоническом сигнале (т. е. номера пространственного канала)  $n_c = (2\pi)^{-1}\Psi_0 D$ .

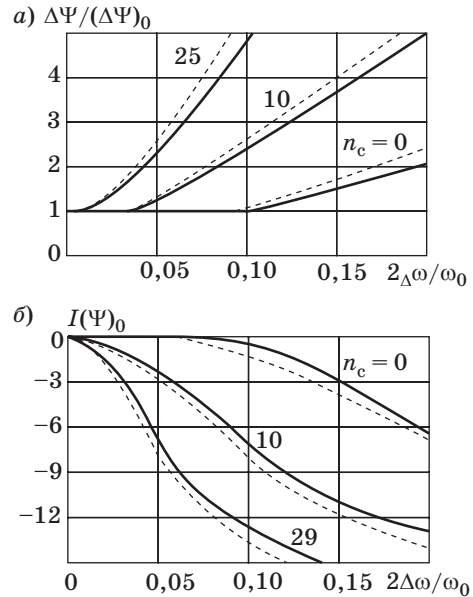


Рис. 5. Зависимость разрешающей способности устройств МПР (а) и энергии сигнала (б) от относительной полосы частот сигнала: —  $m_\omega = 0,1$ ; - - -  $m_\omega = 0,01$

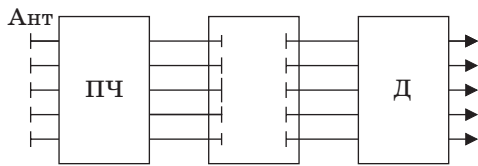
Из этих графиков видно, что расширение полосы сигнала ведет к существенному ухудшению разрешающей способности и уменьшению мощности сигнала на ненулевом угле прихода (т. е. при  $\Psi_0 \neq 0$ ).

### Способы расширения полосы пропускания устройств МПР с масштабированием по частоте и скорости

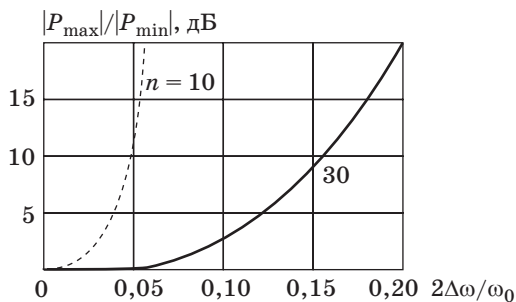
Из выражения (11) следует, что при введении параметрического (углозависимого) распределения, удовлетворяющего уравнению

$$\left[ P(x, \Psi_0, \Psi) \otimes P^*(-x, \Psi_0, \Psi) \right] \times B_0 \left[ \omega_0^{-1} (\Psi_0 - m_\omega \Psi) x \right] = J(x) \otimes J^*(-x), \quad (12)$$

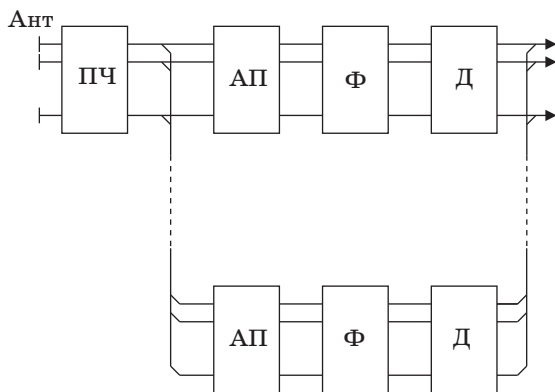
где  $J(x)$  — некоторое эталонное распределение, например,  $J(x) = \text{rect}(x/D)$ , влияние аподизирующей функции компенсируется, и формируемый при этом отклик эквивалентен устройству с функцией раскрыва  $J(x)$  в режиме гармонического сигнала [6]. Практически это осуществляется путем использования приемоизлучающих элементов в АР (при  $m \ll 1$ ) или в устройстве обработки с неидентичными парциальными характеристиками направленности. Направленность элементов должна уменьшаться от центра к краям (рис. 6). Применимость такого метода ограничивается необходимым для его обеспечения динамическим диапазоном усилительного тракта. На рис. 7 представлен расчетный график относи-



■ Рис. 6. Структурная схема устройства обработки сигналов с параметрическим распределением: ПЧ — преобразователь частоты; Д — детектор



■ Рис. 7. Зависимость относительного уровня сигналов параметрического распределения от полосы частот

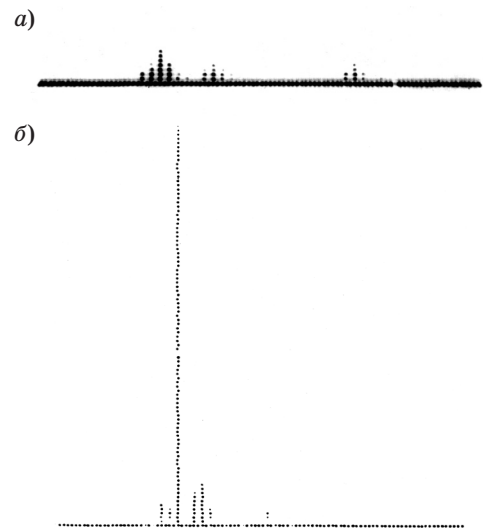


■ Рис. 8. Упрощенная схема устройства МПР

тельного уровня сигналов при реализации параметрического распределения в зависимости от полосы частот  $2\Delta\omega/\omega_0$  и числа элементов АР для сигнала со спектром прямоугольной формы. Можно заключить, что данный метод улучшает разрешающую способность и используется лишь для АР с небольшим (порядка десяти) числом элементов.

Другой метод — частотное разделение — заключается в параллельной обработке сигналов со смежными полосами частот и с энергетическим суммированием выходов. Упрощенная схема устройства МПР представлена на рис. 8, где сигналы с АП поступают на фильтры  $\Phi$  и детекторы  $D$ .

Макет устройства МПР с пятью АП, разработанный по такой схеме, обеспечил формирование



■ Рис. 9. Отклики устройства МПР: а — на 3 источника шумоизлучения, находящиеся в ближней зоне АР; б — на мощный источник излучения, находящийся в дальней зоне АР

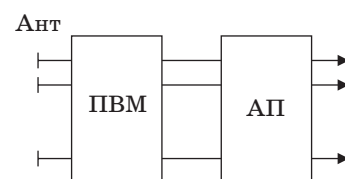
характеристик направленности для 30-элементной гидроакустической АР в секторе  $100^\circ$  с полосой пропускания порядка 50 %.

Отклики устройства МПР представлены на рис. 9, а, б.

Широкая полоса пропускания может быть достигнута в устройстве, представленном на рис. 10, с использованием вместо преобразования частоты преобразования временного масштаба сигналов. При выборе коэффициента преобразования, связанного с конструктивными параметрами АП  $m_\omega = D'v/Dv'$ , углочастотная зависимость при  $\omega' = m_\omega^{-1}\omega$  отсутствует, как следует из выражения

$$\mu = \frac{\sin \alpha'}{\sin \alpha} = m_\lambda \frac{D}{D'} = \frac{v' \omega D}{v \omega' D'} \quad (13)$$

Такое устройство целесообразно использовать в гидролокации, медицине, т. е. при  $m_\omega \ll 1$ , так как при этом сравнительно просто реализуется многоканальный преобразователь временного масштаба (ПВМ) и обеспечивается работа в режиме реального времени. ПВМ может быть реализован на базе цифровой техники. Диапазон изменения коэффициента преобразования у них достаточно



■ Рис. 10. Структурная схема устройства обработки сигналов с ПВМ

широк, и возможна обработка сигналов даже с инфранизкими частотами.

Компенсация углочастотной зависимости является не единственным методом обеспечения широкополосности устройств обработки сигналов с преобразованием частоты. Если учесть искажения сигналов в каждом канале устройства обработки, то можно обеспечить их оптимальное суммирование.

Все перечисленные способы повышения полосы пропускания устройств МПР на промежуточной частоте связаны со значительными аппаратными затратами, и их целесообразней использовать при небольшом числе (10–30) элементов в АР.

### Устройства МПР с масштабированием по скорости

Как следует из выражения (13), углочастотная зависимость отсутствует, если  $t$  не зависит от частоты сигнала. Это условие выполняется для устройств МПР с масштабированием по скорости без преобразования частоты (т. е.  $\omega = \omega'$ ), относящихся к устройствам с временной компенсацией. В этом случае полоса определяется частотными свойствами излучателей переизлучающей и считывающей решеток и может составлять 20–30 % при эквидистантных, до 60–80 % — при неэквидистантных и веерных ПАВ.

Однако реализовать аналоговые процессоры на ПАВ с масштабированием по скорости в гидролокации весьма затруднительно. Во-первых, из-за освоенного диапазона рабочих частот процессора, составляющего 1–10 МГц на подложке из плавленого кварца или керамики горячего прессования и 10–100 МГц на подложке из ниобата лития, что не совпадает с рабочими частотами большинства гидролокационных станций. Во-вторых, из-за неприемлемых размеров процессора, так как в этом случае отношение  $v'/v = 2...3$  и устройства обработки сигналов становятся сравнимы с апертурой АР.

В радиолокации эти устройства применять можно, особенно в длинноволновой локации.

В этом случае  $v'/v = 10^{-5}$ , а диапазон частот совпадает с технологическими возможностями изготовления на этих частотах АП на ПАВ. Подходят эти процессоры и для использования в устройствах дефектоскопии и медицинской диагностики.

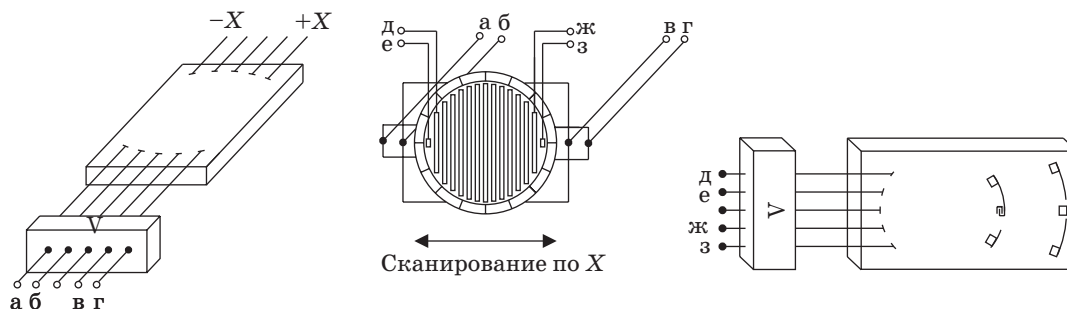
В работах [7, 8] рассмотрена возможность применения АП пространственной обработки сигналов АР с масштабированием по скорости в ряде радиотехнических областей, связанных между собой одной целью, — ультразвуковым контролем и визуализацией структуры объектов внутри зоны обзора.

Современные системы неразрушающего контроля и устройства «видения», применяемые для тестирования внутренней структуры объектов в различных средах, используют излучения самой различной физической природы и различного частотного диапазона. Для обеспечения пространственной обработки широкополосных сигналов из ближней и дальней зон антенны предложено устройство, упрощенная схема которого показана на рис. 11.

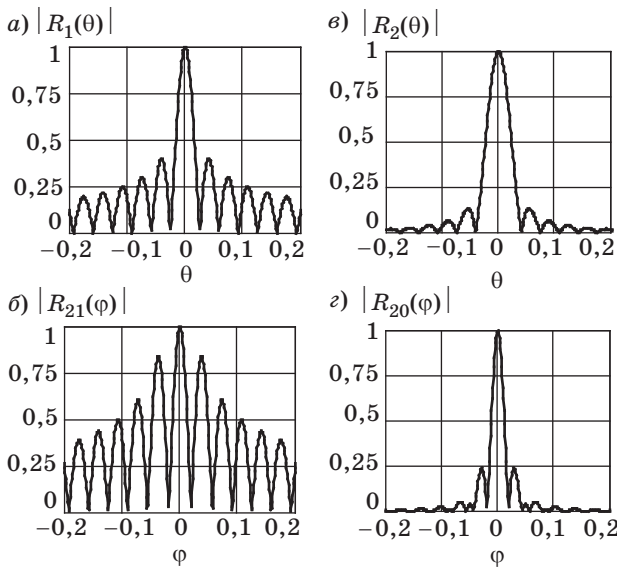
Акустические процессоры обладают свойствами обратимости, т. е. могут как обрабатывать принимаемые сигналы АР, так и формировать ДН на излучение. В этом случае сигнал подается на элементы считывающей решетки, а на переизлучающей решетке и, следовательно, на элементах АР формируется амплитудно-фазовое распределение, позволяющее излучать сигналы под определенным углом  $\alpha$  к оси АР. Таким образом, АП вида, представленного рис. 4, можно реализовать сканирование ДН кольцевой АР по одной угловой координате (например, по оси X) (рис. 12) и обработку на прием сигналов, пришедших из дальней зоны, круговой АР.

При этом методе формирования ультразвуковых изображений устройствами с временной компенсацией, выполненными на базе АП, поперечное разрешение определяется апертурой АР, а продольное разрешение — длительностью зондирующего импульса.

Одной из трудностей этого метода является обеспечение высокой разрешающей способности



■ Рис. 11. Акустоэлектронное устройство с излучающей кольцевой АР и приемной круговой АР



■ Рис. 12. Графики: модулей функций (15) (а), (16) (б), (17) (в); результирующей характеристики (г)

(поперечной) в ближней зоне АР за счет фокусировки в динамике принятых сигналов, или плоскостной решеткой (большое число элементов), или линейной АР. Режим С-сканирования с фиксированной фокусировкой по дальности можно осуществить с использованием устройств МПР, рассмотренных в работе [2].

При режиме В-сканирования необходимо фокусировать сигналы на прием и излучение. Поскольку фокусировать в динамике сигналы на излучение в принципе невозможно, так как теряется контроль над излучаемым импульсом, то предлагается использовать на излучение тонкую кольцевую решетку. Для тонкого кольца толщиной  $2\Delta r = \lambda/8$  направленность в сферической волне совпадает с направленностью в плоской волне. Кольцевая решетка имеет одинаковые картины поля на всех глубинах как в области Френеля, так и в области Фраунгофера.

Поле излучения с точностью до постоянного множителя, формируемое при равномерном амплитудном распределении сигналов по кольцевой антенне радиуса  $R$ , можно записать как [8, 9]

$$p(\theta, \varphi) = kR \frac{\exp(jkr_0)}{r_0} h_r(\theta, \varphi), \quad (14)$$

где

$$h_r(\theta, \varphi) = J_0 \left[ kR \left( \sin^2 \theta_0 + \sin^2 \theta - 2 \sin \theta_0 \sin \theta \cos \varphi \right)^{1/2} \right]. \quad (15)$$

Здесь  $J_0$  — функция Бесселя первого рода, нулевого порядка;  $\theta_0$  — направление компенсации

антенны. Углы  $\alpha$  и  $\beta$  на рис. 1 связаны с углами в сферической системе координат  $\theta$  и  $\varphi$  соотношениями  $\cos \theta = \cos \alpha \cdot \cos \beta$  и

$$\cos \varphi = (\sin \alpha \cdot \cos \beta) \left( \sqrt{1 - \cos^2 \alpha \cdot \cos^2 \beta} \right)^{-1}.$$

Диаграмма направленности тонкой кольцевой АР, например, в плоскости  $XOZ$  совпадает с ДН линейной АР длиной  $2R$ , расположенной по оси  $X$  и имеющей нормированное амплитудное

распределение вида  $P(x) = R \left( \sqrt{R^2 - x^2} \right)^{-1}$ . С учетом этого определим ДН кольцевой АР как

$$h_r(\theta) = R_1(\theta) = \left[ \int_{-R}^R (R^2 - x^2)^{-1/2} \right]^{-1} \times \int_{-R}^R (R^2 - x^2)^{-1/2} \exp\{-jkx \sin \theta\} dx. \quad (16)$$

На рис. 12, а представлен модуль функции (15).

Высокий уровень боковых лепестков кольцевой решетки уменьшается посредством использования различных весовых функций, например в усилительном тракте, пропорционально квадрату косинуса в плоскости  $YOZ$ . Пренебрегая постоянными величинами, характеристику направленности в этом случае можно записать как

$$R_2(\theta, \varphi) = \left[ kR \frac{r_0}{z} \right]^{-1} J_1 \left( kR \frac{r_0}{z} \right) - J_2 \left( kR \frac{r_0}{z} \right) \cos^2 \varphi. \quad (17)$$

Нетрудно видеть, что в плоскости  $YOZ$  ( $x = 0$ ,  $\cos \varphi = 0$ ) амплитуда поля имеет вид, характерный для систем, полная апертура которых сфокусирована на заданную глубину, т. е. имеет предельное разрешение для полной круглой апертуры (рис. 12, б).

В плоскости  $XOZ$  ( $y = 0$ ) ДН записывается как (17) и характеризуется большим уровнем боковых лепестков (рис. 12, в). Это не будет иметь существенного значения, если использовать на прием круговую АР (см. рис. 11), которая имеет ПИХ вида, изображенного на рис. 12, б, и может располагаться внутри кольцевой передающей АР.

Результирующая ПИХ системы по углу  $\theta$  определяется множителем диаграмм излучающей (17) и приемной АР при  $\varphi = \pi/2$ , что существенно (рис. 12, г) уменьшает боковые лепестки. Кроме того, использование на излучение короткого (широкополосного) импульса приводит к еще большему подавлению боковых лепестков при сохранении основного лепестка характеристики направленности.

## Заключение

Получены и проанализированы основные соотношения, позволяющие оценить частотные свойства и определить полосу пропускания устройств МПР. Показана зависимость величины полосы пропускания от параметров АР и от соотношения частот  $\omega/\omega_0$ . Проиллюстрировано расширение и уменьшение по амплитуде основного лепестка отклика устройства МПР с увеличением  $\Delta\omega/\omega$  и изменение структуры боковых лепестков. Таким образом, устройства с масштабированием по частоте и скорости являются узкополосными устройствами, и их предпочтительней использовать в активных радио- и гидроакустических системах ближней локации.

Предложено несколько способов расширения полосы пропускания устройств МПР за счет введения параметрического угловзависимого распре-

деления сигналов по апертуре переизлучающей решетки, обработки различных частотных поддиапазонов, использования преобразователей временного масштаба. Все эти способы реализуемы, некоторые из них подтверждены экспериментально, но требуют существенных аппаратных затрат. Их целесообразней использовать при небольшом числе (10–30) элементов АР.

Наиболее корректно проблема широкополосности решается в устройствах МПР с масштабированием по скорости, которые относятся по своим характеристикам к устройствам с временной компенсацией. Но использование их ограничено освоением диапазоном частот обработки в аналоговых процессорах на ПАВ (наиболее распространенных), составляющим от 1 до 100 МГц. В силу этого они могут найти применение в длинноволновой локации, дефектоскопии, медицинской диагностике.

## Литература

1. Петров П. Н., Сенин А. В. Пространственно-временная обработка сигналов акустоэлектронными устройствами с масштабными переизлучающими решетками // Информационно-управляющие системы. 2006. № 3. С. 5–11.
2. Рогачев В. И., Петров П. Н., Кравец В. С., Кулаков С. В. Акустоэлектронные устройства обработки гидроакустических сигналов. — СПб.: Судостроение, 1993. — 184 с.
3. Качанов Е. И., Пигулевский Е. Д., Яричин Е. М. Методы и средства гидроакустической голографии. — Л.: Судостроение, 1989. — 256 с.
4. Petrov P. N. The acoustoelectronic devices for processing broad band signals of antenna lattices / Proc. SPIE. 1998. P. 215–218.
5. Кравец В. С., Петров П. Н. Пространственная обработка сигналов АР на промежуточной частоте с использованием приборов на ПАВ // Рассеяние и дифракция радиолокационных сигналов и их информативность / СЗПИ. Л., 1984. С. 128–132.
6. Петров П. Н., Кравец В. С. Применение акустоэлектронных устройств на ПАВ для пространственной обработки некогерентных сигналов // Акустоэлектронные устройства обработки информации: Материалы конф. Черкассы, 1988. С. 343–344.
7. Пат. 2305854 Российская Федерация, МКП G01S15/00, G01N29/06. Устройство пространственной обработки широкополосных сигналов / П. Н. Петров, А. В. Сенин (РФ). № 2006103590/28; Заявл. 07.02.2006; Опубл. 10.09.2007.
8. Захарова Е. В., Моргунова Т. О., Петров П. Н. Акустоэлектронное устройство обработки сигналов кольцевой АР // X науч. сессия ГУАП. Ч. 2: Технические науки: сб. докл. СПб.: ГУАП, 2010. С. 53–58.
9. Смартышев М. Ю., Добровольский Ю. Ю. Гидроакустические антенны: Справочник по расчету направленных свойств гидроакустических антенн. — Л.: Судостроение, 1984. — 304 с.

УДК 654.165

# ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ КАНАЛА ДЛЯ РАЗМЕЩЕНИЯ ФЕМТО-МАКРОСОТ В ГОРОДСКОЙ СРЕДЕ С ПЛОТНЫМ РАСПОЛОЖЕНИЕМ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ

**Н. Ш. Блаунштейн,**

доктор физ.-мат. наук, профессор  
университет им. Бен-Гуриона в Негеве

**М. Б. Сергеев,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются вопросы совместного использования базовых станций макросети и точек доступа фемто-сети или домашних базовых станций с распределением общих или выделенных несущих частот. Приведены результаты моделирования структуры для анализа улучшения пропускной способности канала в сложной городской среде. Представлен анализ неоднородной сети, состоящей из выделенных фемтосот для домашнего радиопокрытия в присутствии традиционного радиопокрытия макросот. Рассматриваются достоинства и недостатки различных вариантов размещения фемтосот на основе предложенного моделирования структуры сети.

**Ключевые слова** — беспроводные сети 4G, пропускная способность канала, фемтосота, фемтосеть.

## Введение

В последнее десятилетие быстро развивается мобильная широкополосная связь. Первый опыт мобильной широкополосной связи позволяет сегодня использовать коммерчески доступные технологии третьего поколения (3G), такие как CDMA 2000/EV-DO и WCDMA/HSPA, в то время как технологии нового поколения (4G), такие как LTE и WiMAX, продолжают внедряться все большим количеством операторов по всему миру. Это, как ожидается, скоро приведет к их предоставлению мобильным пользователям [1–22].

Растущий спрос на беспроводные мобильные коммуникации требует определения и полного осмысления ограничений пропускной способности каждой технологии, поскольку эти ограничения определяют максимальную скорость передачи данных, вычисляемую с помощью уравнения, впервые предложенного Шенноном [2].

Один из прямых способов «преодоления» фундаментальных ограничений и увеличения скорости передачи данных через канал связи заключается в минимизации расстояния между передатчиком и приемником. Это улучшает качество канала, например соотношение сигнал/шум. Однако для такого метода требуется как можно мень-

ший радиус зоны сотовой связи, а подобное уменьшение может привести к большим частотным помехам между передающими станциями, особенно при применении схемы с повторным использованием одной частоты.

Недавно промышленность заинтересовалась точками доступа фемтосотовой сети (FAPs) благодаря их огромному потенциалу увеличения пропускной способности посредством обеспечения маленького радиуса зоны покрытия [1] при сохранении использования базовых макростанций (MBS) со стандартными радиусами сотовой связи.

Технологии фемтосот были признаны органами по стандартизации на форумах 3GPP, 3GPP2 и WiMAX самыми высококлассными во всем мире. Достоинства FAP:

- 1) увеличение зоны покрытия внутри помещений;
- 2) более длительная работа аккумулятора подвижного абонента (MS) из-за уменьшения расстояния между приемником и передатчиком;
- 3) дополнительные виды обслуживания, связанные с расположением FAPs вблизи MS домохозяйства;
- 4) экономия на капитальных расходах в сетях макросот/микросот.

Однако соседство FAP с другими FAPs и макросотовыми базовыми станциями (BS) остается ключевой проблемой, которую необходимо решить [3, 4].

В данной работе проводится анализ сосуществования и исследуется вариант размещения FAP в присутствии помех MBS и взаимных помех между FAPs. Последний многообещающий сценарий изучен в работах [3, 4], где были рассмотрены взаимные помехи FAPs. Более того, в работе [3] предложен алгоритм оптимизации пространственного заполнения для OFDM-системы, а в работе [4] приведен сценарий с совместными MBS-FAP помехами, демонстрирующий, что в связи основные помехи создаются MBSs.

Анализ пропускной способности представлен в виде разницы пропускных способностей канала между различными вариантами размещения FAPs. Принимая во внимание различные стратегии размещения, при анализе пропускной способности будем основываться на формулировке четырех главных определений:

- 1) распределение выделенного спектра (DSA) — FAP использует выделенный диапазон, который не используется в макросетях;
- 2) распределение общего спектра (SSA) — FAP использует те же частоты, что и макросеть;
- 3) закрытая абонентская группа (CSG) — FAP доступен лишь для локальной группы пользователей, находящихся внутри помещения, в соответствии с установленным списком доступа;
- 4) открытая абонентская группа (OSG) — все MSs имеют доступ к обслуживанию FAP.

В данной статье проанализированы все комбинации: DSA с CSG и с OSG, а также SSA с CSG и с OSG. Размещение общего и выделенного каналов было проанализировано в работах [4–8, 14–15], сравнение закрытых и открытых групп доступа проведено в работах [5–6, 14], а различных методов регулирования мощности — в работах [7, 16].

Новизна предложенного анализа вытекает из формулировки всех возможных сценариев в городских условиях, включая следующие модели распространения: «улица—помещение», «помещение—улица» и «помещение—помещение».

## Модели распространения

### Модель распространения на улице

Предложен многопараметрический вероятностный подход для прогнозирования мощности сигнала в городской среде. Данный подход [23–27] базируется на многолучевом распространении вдоль прямых пересекающихся улиц, территорий, окруженных улицами, и иных естественных или созданных человеком преград, распределенных случайным образом (по закону Пуассона

на как ординарный поток рассеивателей) на пересеченной местности.

Общие формулы для прогнозирования потерь в радиоканале при различных сценариях с разными высотами BS и абонентских антенн получены в работах [23–27]. Здесь предлагается упрощенный подход [27] с многократной дифракцией и рассеиванием для когерентных и некогерентных составляющих интенсивности сигнала, приведенный к простой форме уравнений «прямой линии», как это обычно предлагают другие авторы [28–31].

В зависимости от высоты размещения антенны BS с учетом высоты крыш зданий и антенны MS существует несколько вариантов для застроенной местности [27]. Нами рассматривается наиболее общий сценарий с максимально типизированными условиями распространения радиоволн для реальной городской среды: антенна BS находится выше крыш зданий или на их уровне, MS-пользователь находится ниже уровня крыш, присутствуют многократное рассеяние и однократная или многократная дифракция от крыш.

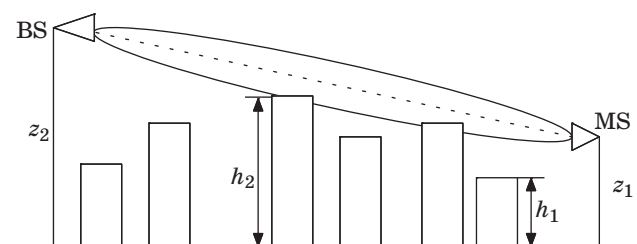
В первом сценарии (рис. 1) в условиях не прямой видимости (NLOS) дифракция от крыш, расположенных рядом с антенной MS, является источником затенения и медленного фединга сигнала. Используя результаты из работы [26], получаем

$$L(r) = -32,4 - 30 \log f - 30 \log r - L_{\text{fading}}, \quad (1)$$

где  $f$  — частота, МГц;  $r$  — расстояние между BS-и MS-антеннами, км; в конкретном случае

$$L_{\text{fading}} = 10 \log \frac{\gamma_0 l_v F^2(z_1, z_2)}{|\Gamma| \left[ \frac{\lambda r}{4\pi^3} + (z_2 - \bar{h})^2 \right]^{1/2}}. \quad (2)$$

Здесь  $\gamma_0 = 2\bar{L}v/\pi$  — плотность контуров застройки,  $\text{км}^{-1}$ ;  $\bar{L}$  — средняя длина здания, км;  $v$  — количество зданий на квадратный километр; параметр  $l_v$  — шероховатость стены, как правило, размером от 1 до 3 м;  $z_1$  и  $z_2$  — высота антенн MS и BS соответственно;  $|\Gamma|$  — абсолютное значение коэффициента отражения. В этой ситуации функция профиля застройки может быть представлена в следующем виде [27]:



■ Рис. 1. Условия Quasi-LOS: ряд зданий создают помехи радиотрасе



$$F(z_1, z_2) = \begin{cases} (h_1 - z_1) + \frac{\Delta h}{n+1}, & h_1 > z_1, z_2 > h_2 > z_1 \\ \frac{(h_2 - z_1)^{n+1}}{(n+1)(\Delta h)^{n+1}}, & h_1 < z_1, z_2 > h_2 > z_1 \end{cases}, \quad (3)$$

где  $h_1$  и  $h_2$  — соответственно минимальная и максимальная высота зданий в застроенной местности, м.

Абсолютные значения коэффициента отражения  $|\Gamma|$  для различных материалов следующие [28, 30]: стекло — 0,4; древесина — 0,5–0,6; камень — 0,7–0,8; бетон — 0,9.

Длины радиоволн в сотовой связи,  $\lambda$ , лежат в широком диапазоне от 0,05 до 0,3 м и охватывают большинство современных беспроводных сетей. Уравнения (1) и (2) можно использовать для определения потенциала канала связи для различных ситуаций в застроенной местности, а также для высоко поднятых антенн BS по отношению к профилю зданий.

В случае *второго сценария* (рис. 2) дифракции от крыш зданий, расположенных недалеко от антенн MS и BS, являются источниками затенения и медленного фединга сигнала. Здесь мы получаем, согласно результатам из работы [27]:

$$L(r) = -41,3 - 30 \log f - 30 \log r - L_{\text{fading}}, \quad (4)$$

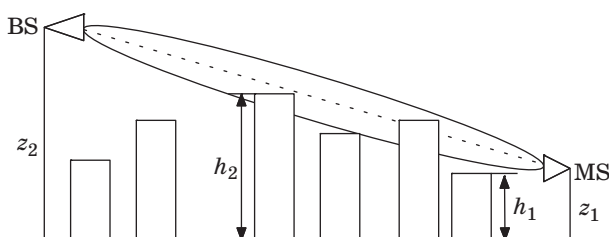
где

$$L_{\text{fading}} = 10 \log \frac{\gamma_0^4 l_v^3 F^4(z_1, z_2)}{\lambda |\Gamma|^2 \left[ \frac{\lambda r}{4\pi^3} + (z_2 - \bar{h})^2 \right]}. \quad (5)$$

Отсюда функция профиля застройки может быть представлена в следующем виде [27]:

$$F(z_1, z_2) = \begin{cases} (h_1 - z_1) + \frac{(\Delta h)^2 - (h_2 - z_2)^2}{2\Delta h}, & h_1 > z_2, h_2 > h_1 > z_1 \\ \frac{(h_2 - z_1)^2 - (h_2 - z_2)^2}{2(\Delta h)}, & h_1 < z_2, h_2 > h_1 > z_1 \end{cases}. \quad (6)$$

Как и в первом сценарии, уравнения (4)–(6) можно использовать для определения потенциала



■ Рис. 2. Условия NLOS с учетом влияния крыш многочисленных зданий

канала связи при различных вариантах размещения в застроенной местности, в том числе и для антенн BS и MS, расположенных ниже крыш.

### Модель распространения в помещении

Для модели распространения радиоволн в помещении коэффициент затухания получен в работах [32, 33]. Тот же подход был использован для численных расчетов:

$$L(r) = -L(r_0) - 10n_{\text{sf}} \log \left( \frac{r}{r_0} \right) - \sum PAF - FAF, \quad (7)$$

где  $n_{\text{sf}}$  — значение коэффициента затухания;  $PAF$  — коэффициент затухания в перегородках, вызванного преградой между FAP и MS, дБ;  $FAF$  — коэффициент затухания в межэтажных перекрытиях, дБ.

Значения были получены для окружающей обстановки на местности в ходе численного моделирования с учетом полосы частот и соответствующих эмпирических результатов [32, 33].

### Модели пропускной способности канала

Чтобы проанализировать потенциальную пропускную способность канала пользователей мобильных сетей с интегрированными в них фемтосотами, в этом разделе представлены уравнения Шеннона, учитывающие различные виды FAPs, доступные конфигурации (CSG, OSG) и распределение каналов (DSA, SSA).

Сделаем следующие допущения для модели пропускной способности канала:

1) общий спектр  $B_t$  задается для FAP и MBS в соответствии с рассматриваемой конфигурацией (DSA, SSA, CSG или OSG);

2) все пользователи получают одинаковую пропускную способность, которая задается в соответствии с максимально возможным спросом на обслуживание в сети, т. е. каждый MS получает эквивалентную часть  $B_t$ ;

3) все FAPs и MBSs передают одновременно для всех активных пользователей;

4) объединенные модели распространения из работы [27] и данной статьи для случаев «с улицы — в помещение», «из помещения — на улицу», «из помещения — в помещение» использованы для расчета средней мощности принимаемого сигнала с учетом сильного и слабого затуханий и дополнительных характеристик распространения, таких как многократное рассеяние, дифракция и поглощение.

### А. Общее значение спектра для закрытой абонентской группы

В этом случае полоса пропускания общего спектра делится между сетью FAPs и MBSs; ем-

кость для пользователя MS,  $i_F$ , для покрытия FAP может быть представлена следующим образом:

$$C_{SSA\_CSG\_indoor\_i} = B_{tN} \log_2 \left( 1 + \frac{S_{F_i}}{kTB_{tN} + \sum_{j=1, j \neq i}^J I_j + \sum_{l=1}^L I_l} \right), \quad (8)$$

где  $B_{tN} = B_t / N$  — полоса пропускания, приведенная к числу пользователей  $N$ , обслуживаемых FAP;  $S_{F_i}$  — мощность сигнала FAP в месте, где находится MS-пользователь  $i_F$ , обслуживаемый FAP с  $i_F \in (1:N)$ ;  $kTB_{tN}$  — тепловой шум, где  $k$  — коэффициент Больцмана, а  $T$  — температура, К;  $I_j$  — величина помех от соседних FAPs с номерами  $j \in (1:J)$ , где  $J$  — общее количество FAPs;  $I_l$  — величина помех MBSs с номерами  $l \in (1:L)$ , где  $L$  — общее количество MBSs.

Отметим, что пользователи MS, которые находились в помещениях, считаются зарегистрированными в CSG, в противном случае они не могут обслуживаться FAP.

Емкость для MS-пользователя на улице,  $i_M$ , может быть рассчитана следующим образом:

$$C_{SSA\_CSG\_outdoor\_i} = B_{tP} \log_2 \left( 1 + \frac{S_{M_i}}{kTB_{tP} + \sum_{j=1}^J I_j + \sum_{l=1, l \neq i}^L I_l} \right), \quad (9)$$

где  $B_{tP} = B_t / P$  — полоса пропускания, приведенная к числу пользователей  $P$ , обслуживаемых MBS;  $S_{M_i}$  — мощность сигнала MBS в месте, где находится MS-пользователь  $i_M$ , обслуживаемый FAP с  $i_M \in (1:P)$ .

### Б. Общее значение спектра для открытой абонентской группы

Главное отличие в данном случае заключается в том, что MS-пользователи, которые находятся на улице, потенциально могут обслуживаться FAP. Таким образом, для MS-пользователей  $i_{FO}$ , которые обслуживаются FAP и находятся на улице, пропускную способность канала связи можно записать в виде

$$C_{SSA\_OSG\_outdoor\_iF} = B_{tN} \log_2 \left( 1 + \frac{S_{F_i}}{kTB_{tN} + \sum_{j=1}^J I_j + \sum_{l=1, l \neq i}^L I_l} \right). \quad (10)$$

Отметим, что решение по обслуживанию пользователя MS на улице с помощью FAP или MBS было принято путем простого переключения каналов, т. е. передатчик (FAP или MBS) с наибольшей мощностью сигнала обслуживает MS.

### В. Значение выделенного спектра для закрытой абонентской группы

В случае выбора выделенного спектра в сети фемтосот не наблюдается взаимных помех между MBS и FAP, однако общая полоса пропускания  $B_t$  делится между сетями FAP и MBS каким-либо способом (см. разд. «Результаты численных расчетов»). Очевидно, что распределение может быть несимметричным, поэтому емкость канала для пользователя MS  $i_F$  в сети FAP может быть представлена следующим образом:

$$C_{DSA\_CSG\_indoor\_i} = B_{tNd} \log_2 \left( 1 + \frac{S_{F_i}}{kTB_{tNd} + \sum_{j=1, j \neq i}^J I_j} \right), \quad (11)$$

где  $B_{tNd} = B_t \cdot FNR / N$ ;  $FNR$  — соотношение сети FAP, определяющее часть от общего спектра  $B_t$ , распределенной для сети FAP.

Емкость для MS-пользователя  $i_M$  на улице, который обслуживается MBS, рассчитывается следующим образом:

$$C_{DSA\_CSG\_outdoor\_i} = B_{tPd} \log_2 \left( 1 + \frac{S_{M_i}}{kTB_{tPd} + \sum_{l=1, l \neq i}^L I_l} \right), \quad (12)$$

где  $B_{tPd} = B_t \cdot FNR / P$ .

### Г. Значение выделенного спектра для открытой абонентской группы

При сравнении OSG с CSG емкость для MS-пользователя на улице, которая достаточно покрыта FAP (большая мощность сигнала), может быть рассчитана следующим образом:

$$C_{DSA\_OSG\_outdoor\_iF} = B_{tNd} \log_2 \left( 1 + \frac{S_{F_i}}{kTB_{tNd} + \sum_{j=1}^J I_j} \right), \quad (13)$$

где  $B_{tNd} = B_t \cdot FNR / N$ .

### Пространственное заполнение

Для решения задачи оптимального распределения ресурсов в определенной области сервиса предлагается подход пространственного заполнения [34]. Рассмотрим  $B_l = \{b_m^l, m = 1, \dots, M\}$  — набор случайно распределенных фемтостанций в  $l$ -й городской макросети. Предполагается, что каждая фемтостанция имеет свое ограничение мощности  $\bar{P}_m^l, \forall m = 1, \dots, M$ , а общая мощность всей системы фемтостанций, доступная в рамках макроэлемента, равна  $P_{total}^l = \sum_{m=1}^M \bar{P}_m^l$ .

Здесь рассматривается проблема оптимального распределения мощности среди беспорядочно действующих фемтостанций в  $B_l$ , в присутствии передачи  $\tilde{P}_l$  макростанции, которая максимизирует общую (сетевую) пропускную способность канала. Следует учесть, что при работе в географической близости фемтостанции создают друг другу помехи. Эти помехи и шум от  $m$ -й фемтостанции  $b_m^l \in B_l$  можно записать следующим образом:

$$I_m^l = \tilde{R}_m^l + \sum_{m' \neq m, m'=1}^M R_{m'm}^l + n_m^l, \quad (14)$$

где  $R_{m'm}^l$  — полученная мощность от передачи  $l$ -й макростанции и  $m'$ -й фемтостанции соответственно;  $\{n_m^l, m = 1, \dots, M\}$  — шум приемника. Рассматриваемая здесь проблема может быть смоделирована как параллельный канал помех, в котором помехи каждой передающей фемтостанции создает другая фемтостанция в рамках выбранной макросети. Рассматриваемая проблема оптимизации может быть сформулирована следующим образом:

$$\max_{\mathbf{p}_l} \left\{ \sum_m C_m^l(\mathbf{p}_l, \tilde{P}_l) \right\},$$

$$\sum_{m=1}^M P_m^l \leq P_{total}^l, \bar{P}_m^l \geq P_m^l \geq 0, \forall m, \quad (15)$$

где  $\mathbf{p}_l = [P_1^l, \dots, P_M^l]$  — мощность в стратегии размещения;  $C_m^l(\mathbf{p}_l, \tilde{P}_l)$  — емкость канала в рамках  $l$ -й фемтосоты. Проблема оптимизации (15) сложная, поэтому для ее решения предлагается итерационный оптимизационный подход пространственного заполнения, где существует неограниченное проводное встречное включение между фемтосотами и центральным узлом [34].

Для инициализации предлагаемого подхода будем считать, что все фемтостанции передают

данные с некоторым фиксированным заданным значением мощности (подходит для всех станций при рассмотрении различных производителей фемтостанций).

В течение первого заданного временного интервала каждая фемтостанция получает канал согласно условию (15). Следует обратить внимание на то, что процесс этот может выполняться синхронно или асинхронно. На втором этапе полученная полная информация о состоянии канала отправляется в центральный узел с помощью проводного встречного включения. На третьем этапе центральный узел выполняет пространственное заполнение и принимает решение о целевой мощности  $v_l$ , которая оптимизирует общую емкость сети. Наконец, на четвертом этапе эта целевая мощность  $v_l$  подается на каждую фемтосоту сети, и каждая фемтостанция регулирует свою мощность в соответствии с нижеследующим условием:

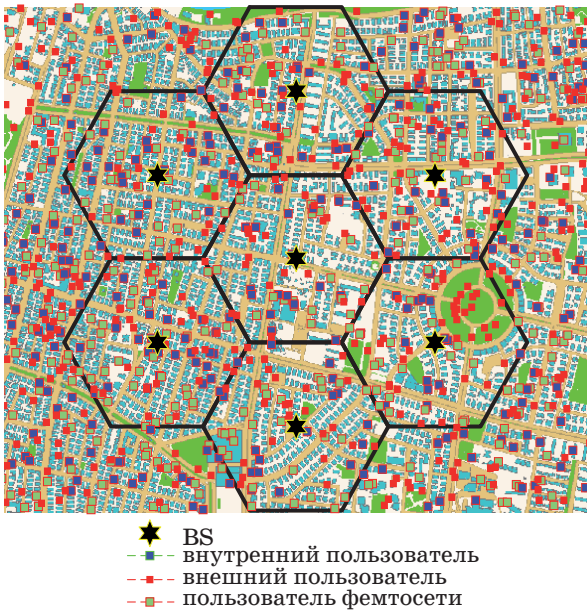
$$P_m^l = \max \left\{ (v_l - I_m^l)^+, \bar{P}_m^l \right\}, \forall m = 1, \dots, M, \quad (16)$$

где  $(\cdot)^+$  — положительная часть аргумента. Процесс пространственного распределения выполняет цикл из четырех стадий предлагаемого подхода до тех пор, пока не будет достигнуто сближение пространственного распределения мощности. Обращаем внимание на то, что предлагаемый метод распределения мощности является субоптимальным из-за приближенного значения мощности к значению оптимального решения, полученного с помощью подхода итерационного заполнения, а также в связи с тем, что для оптимального распределения мощности может потребоваться передаваемая мощность  $(v_l - I_m^l)^+$ , большая, чем максимально доступная мощность  $\bar{P}_m^l$ .

В условиях плотной городской застройки с большим количеством фемтосетей предлагаемый подход соответствует оптимальной пропускной способности сети. Кроме того, обращаем внимание на вычислительную сложность предлагаемого подхода распределения мощности. В заключение отметим, что предлагаемая процедура распределения мощности должна выполняться каждый раз, когда к сети подключается новая фемтостанция, или фемтостанция отключается, или происходят любые изменения условий окружающей среды.

### Результаты численных расчетов

В данном разделе предлагается численное моделирование для различных типов сетей, когда существует три типа стандартных FAPs с максимальной эквивалентной изотропно-излучаемой мощностью (ЭИИМ) со значениями 10, 15, 21 дБм. Один и тот же анализ проводится после осуществ-



■ Рис. 3. Городская обстановка

ления алгоритма оптимизации мощности с использованием подхода пространственного заполнения, предложенного в работе [34].

Для моделирования реального распределения пользователей в городской среде была создана следующая модель (подобная методу Монте-Карло): образцом городской обстановки (рис. 3) был выбран район Тель-Авива размером  $1,5 \times 1,5$  км, в котором равномерно распределены 7 сот. MS-пользователи были равновероятно распределены по сотам в указанном районе, причем часть из них была случайным образом распределена в помещениях, и были смоделированы различные проценты вызовов из помещений — 20, 40, 60 %, а FAPs были равновероятно распределены между пользователями в помещениях.

Моделировались ситуации с различными процентными соотношениями MS-пользователей в помещениях, которые имеют FAPs, а именно 50, 70, 100 %. Моделировалось различное расположение FAPs между MS-пользователями: равномерное, 80 % сосредоточено на границе соты, и 20 % — в центре, и наоборот. Были смоделированы все виды конфигураций FAPs, описанные выше для моделей А — Г. Все исследования проводились в пределах семи центрально расположенных ячеек с предполагаемым повторным использованием частот. Плотность пользователей составляла 480 чел./км<sup>2</sup>.

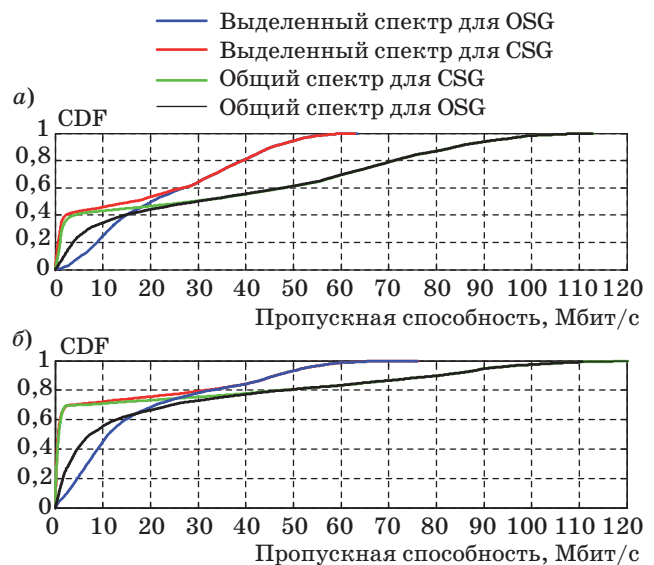
Примерно 40 % пользователей имеют ограниченную пропускную способность (менее 2 Мбит/с); остальные 60 % пользователей (в помещении) имеют более высокую пропускную способность в зависимости от их расстояния до FAPs (рис. 4, а).

Отчетливо видно (рис. 4, а и б), что в случае с OSG MS-пользователи на улице имеют более высокую пропускную способность, чем в случае с CSG. Кроме того, сравнивая общую и выделенную OSG, следует отметить, что для пользователей на улице пропускная способность будет выше при выделенной конфигурации, так как при общей конфигурации наблюдаются взаимные помехи между FAPs и MBS. Однако наибольшая пропускная способность системы для OSG наблюдается в случае с общим спектром OSG. Эти выводы не очевидны в уравнениях (10) и (13) в связи с неопределенностью того, существеннее ли соот-

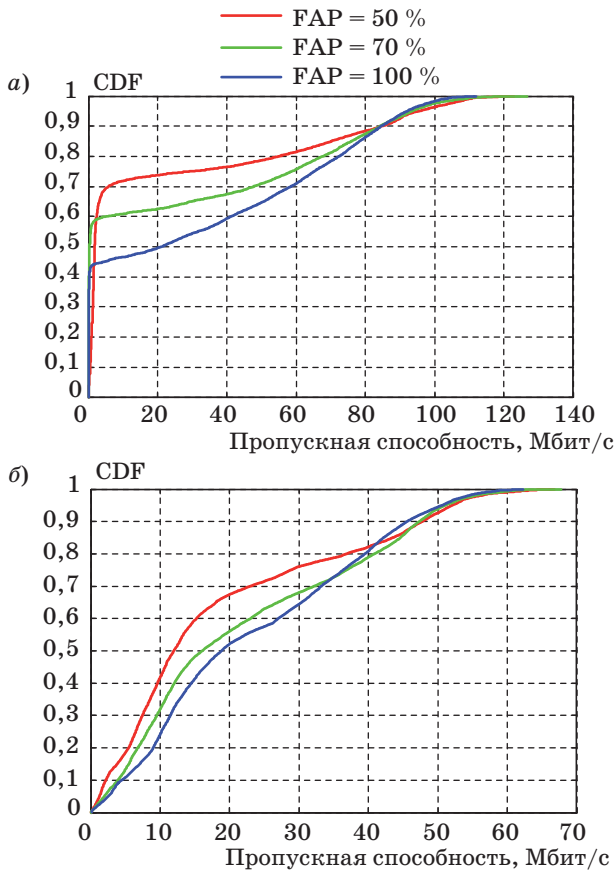
ношение  $B_{tN} > B_{tNd}$ , чем сумма  $\sum_{l=1}^L I_l$  в выражении  $\log(\cdot)$ . Однако из рис. 4, а и б следует, что если  $B_{tN}$  больше  $B_{tNd}$  в 2 раза и максимально доступная пропускная способность канала составляет 120 Мбит/с для общего случая против 60 Мбит/с для выделенного спектра, то влияние  $B_{tN} > B_{tNd}$  существенно.

Различные степени проникновения FAPs по-разному влияют на производительность системы в целом в плане пропускной способности канала (рис. 5, а и б). Наиболее интересно исследование влияния на показатели производительности дополнительных помех от FAP.

В случае SSA в CSG (рис. 6, а) следует отметить, что для пользователей на улице производительность обратно пропорциональна числу FAPs (модель А) из-за помех FAP, производимых ею от пользователей на улице, пользователям с разрешенным доступом. Дополнительные помехи по-



■ Рис. 4. Вероятность пропускной способности у 40 % абонентов вне зданий и 60 % внутри помещений при ЭИИМ = 21 дБм; проникновение FAP = 100 % (а) и 50 % (б)



■ Рис. 5. Вероятность пропускной способности у 60 % абонентов внутри помещений при ЭИИМ = 15 дБм: а — для закрытой абонентской группы; б — для открытой абонентской группы

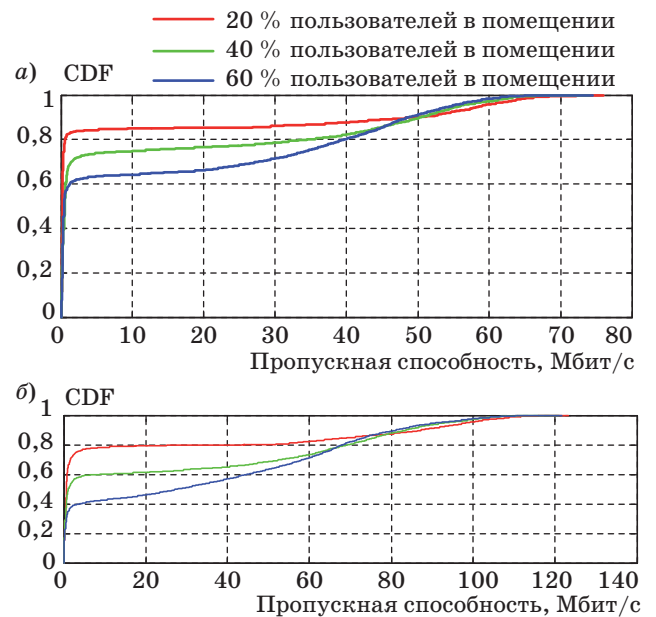
являются у пользователей в помещении, когда один пользователь FAP создает помехи для других пользователей FAP (модель Б).

Этот феномен отражен на рис. 5, а в месте пересечения красной и синей линий при 80 Мбит/с.

В случае DSA в OSG (см. рис. 5, б) FAP не создает помехи для пользователей на улице, т. е. феномен А не наблюдается. Однако феномен Б наблюдается — это пересечение красной и синей линий при 40 Мбит/с.

Проникновение для различных пользователей в помещение и его влияние на производительность системы в целом оцениваются в данном примере для концепции CSG (рис. 6, а и б).

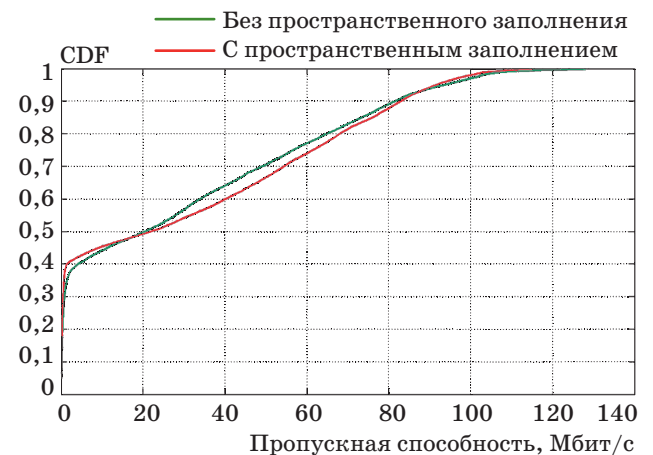
На рис. 6, а и б смоделировано проникновение в помещение 20, 40 и 60 % вместе с проникновением FAP в 70 и 100 %. Смоделирована ЭИИМ 21 дБм. Очевидно, что для любых конкретных условий (уровень проникновения для пользователей в помещение и проникновение FAP) различные варианты расположения фемтосот превосходят другие варианты. Например, для выделенных CSG уровень проникновения 20 % на улице



■ Рис. 6. Вероятность пропускной способности при ЭИИМ = 21 дБм: а — для закрытой абонентской группы, проникновение FAP = 70 %; б — для открытой абонентской группы, проникновение FAP = 100 %

прямо пропорционален пропускной способности канала до тех пор, пока помехи FAP не становятся существенными для пользователей FAP (модель Б). Для общего CSG 20 % проникновения в помещение всегда превосходят 40 и 60 % проникновения в помещение, т. е. модель Б проявляется недостаточно.

Были реализованы две модели для 60 % проникновения в помещение и для 100 % проникновения FAP в общий канал CSG (рис. 7). Очевидно, что для пользователей на улице (в области CDF до 0,4) наблюдается более высокая общая пропуск-



■ Рис. 7. Вероятность пропускной способности для 60 и 100 % проникновения FAP в общий канал CSG

ная способность, а для пользователей в помещении (в этой конфигурации все они — пользователи фемтосоты) мы можем наблюдать, что общая пропускная способность меньше, чем без пространственного заполнения.

И, наконец, наиболее важным результатом является то, что при рассмотрении суммарной пропускной способности для всех пользователей с применением метода пространственного заполнения можно добиться большей общей пропускной способности канала.

### Заключение

В случае OSG MS-пользователи на улице получают более высокую пропускную способность, чем в случае CSG.

Сравнивая общую и выделенную OSG, отметим, что для пользователя на улице пропускная способность будет выше при выделенной конфигурации.

Вычисления с применением пространственного заполнения и без него дали похожие результаты, но подход пространственного заполнения дает лучшую пропускную способность канала для макросоединений на улице и пикосоединений в помещении.

Общая пропускная способность увеличивается в случае применения FAP-расширения. В то же время наблюдается и увеличение помех между пользователями.

Авторы благодарят студентов Негевского университета им. Бен-Гуриона Я. Бабиш и Е. Тсаллихина за помощь в численных расчетах.

### Литература

1. Chandrasekhar V., Andrews J. G., Gatherer A. Femtocell networks: A survey // IEEE Communications Mag. Sept. 2008. P. 59–67.
2. Shannon C. E. A mathematical theory of communication // Bell System Technical Journal. 1948. Vol. 27. P. 379–423.
3. Holma H., Toskala A. HSDPA/HSUPA for UMTS. — Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2006. P. 130.
4. Mahmoud H., Guvenc I. A comparative study of different deployment models for femtocell networks // Proc. of the IEEE 20<sup>th</sup> Intern. Symp. of Personal, Indoor, Mobile Radio Communications (PIMRC), Athens, Greece, Sept. 2007. P. 5.
5. FemtoForum. Interference management in UMTS femtocells. — White Paper. Dec. 2008. P. 115. [http://www.femtoforum.org/femto/File/Interference\\_Management\\_in\\_UMTS\\_Femtocells.pdf](http://www.femtoforum.org/femto/File/Interference_Management_in_UMTS_Femtocells.pdf) (дата обращения: 03.05.2012).
6. Mahmoud H., Guvenc I. A Comparative study of different deployment modes for femtocell networks // IEEE. DCOMMO Communications Lab., USA, 2009. P. 58.
7. Nihtila T. Capacity Improvement by Employing Femto Cells in a Macro Cell HSDPA Network // IEEE Magister Solutions Ltd., Finland, 2008. P. 838–843.
8. Yeh S. P., Talwar S., Lee S. C., Kim H. WiMAX femtocells: a perspective on network architecture, capacity, and coverage // IEEE Communications Mag. Oct. 2008. Vol. 46. N 10. P. 58–65.
9. Chandrasekhar V., Andrews J. G., Gatherer A. Femtocell networks: a survey // IEEE Communications Mag. Sept. 2008. Vol. 46. N 9. P. 59–67.
10. Perez D. L. et al. Access methods to WiMAX femtocells: A downlink system-level case study // Proc. IEEE Int. Conf. Communications Syst. (ICCS), Guangzhou, China, Nov. 2008. P. 6.
11. Claussen H. Performance of macro- and co-channel femtocells in a hierarchical cell structure // Proc. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Communications (PIMRC), Athens, Greece. Sept. 2007. P. 5.
12. Chandrasekhar V., Andrews J.G. Uplink capacity and interference avoidance for two-tier cellular networks // IEEE Global Telecommunications Conf. (GLOBECOM). Washington, DC, Nov. 2007. P. 6.
13. Guvenc I., Jeong M. R., Watanabe F., Inamura H. A hybrid frequency assignment for femtocells and coverage area analysis for co-channel operation // IEEE Communications Lett. Dec. 2008. Vol. 12. N 12. P. 880–882.
14. 3GPP. Physical layer aspects of UTRA high speed downlink packet access // IEEE Standard. Mar. 2001. P. 160.
15. Claussen H. Performance of macro- and co-channel femtocells in a hierarchical cell structure // Proc. of the 18<sup>th</sup> Intern. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Athens, Greece, Sept. 2007. P. 5.
16. Digital Mobile Radio towards Future Generation Systems / Ed. By E. Damosso, COST 231, Final Report. 1998. P. 312.
17. Ho L. T. W., Claussen H. Effects of user-deployed, co-channel femtocells on the call drop probability in a residential scenario // Proc. of the 18<sup>th</sup> Intern. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Athens, Greece, Sept. 2007. P. 4.
18. Kovacs I. Z. et al. HSDPA performance in mixed outdoor-indoor micro cell scenarios // Proc. of the 17<sup>th</sup> Intern. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Helsinki, Finland, Sept. 2006. P. 6.

19. **Nihtila T., Kurjenniemi J., Lampinen M., Ristaniemi T.** Performance of receive diversity and LMMSE chip equalization in WCDMA HSDPA network // *Wireless Personal Communications*. Oct. 2007. N 2(43). P. 261–280.
20. **Mostafa Zaman Chowdhury, Yeong Min Jang, Zygmunt J. Haas** Network evolution and QOS provisioning for integrated femtocell / macrocell networks // *Intern. J. of Wireless & Mobile Networks (IJWMN)*. Aug. 2010. Vol. 2. N 3. P. 216–227.
21. **Yeonjune Jeong et al.** Femtocell frequency planning scheme in cellular networks based on soft frequency reuse // *Proc. of 2010 Int. Conf. On Cyber-Enabled Distributed Computing and Knowledge Discover*. 2010. P. 176–180.
22. **Sundeep Rangan.** Femto-macro cellular interference control with subband scheduling and interference cancelation // *Proc. of IEEE Globecom 2010 Workshop on Femtocell Networks*. 2010. P. 695–700.
23. **Blaunstein N., Levin M.** VHF/UHF wave attenuation in a city with regularly spaced buildings // *Radio Science*. 1996. Vol. 31. N 2. P. 313–323.
24. **Blaunstein N.** Prediction of cellular characteristics for various urban environments // *IEEE Anten. Propagat. Mag.* 1999. Vol. 41. N 6. P. 135–145.
25. **Blaunstein N. et al.** Prediction of loss characteristics in built-up areas with various buildings overlay profiles // *IEEE Anten. Propagat. Mag.* 2001. Vol. 43. N 6. P. 181–191.
26. **Katz D., Blaunstein N., Hayakawa M., Kishiki Y. S.** Radio maps design in Tokyo city based on stochastic multi-parametric and deterministic ray tracing approaches // *J. Anten. Propagat. Mag.* Oct. 2009. Vol. 51. N 5. P. 200–208.
27. **Yarkoni N., Blaunstein N., Katz D.** Link budget and radio coverage design for various multipath urban communication links // *Radio Science*. 2007. Vol. 42. P. 412–427.
28. **Bertoni H. L.** *Radio Propagation for Mobile Wireless Systems*. — NJ: Prentice Hall PTR, 2000. P. 258.
29. **Lee W. Y. C.** *Mobile Communication Engineering*. — NY: McGraw Hill, 1985. P. 563.
30. **Blaunstein N., Christodoulou Ch.** *Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Links: Terrestrial, Atmospheric and Ionospheric*. — NJ: Wiley InterScience, 2007. P. 615.
31. **Okumura Y., Ohmori E., Kawano T., Fukuda K.** Field strength and its variability in the VHF and UHF land mobile radio service // *Review Elec. Communications Lab*. 1968. Vol. 16. N 9–10. P. 825–843.
32. **Seidel S. Y., Rappaport T. S.** 914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloored buildings // *IEEE Trans. Anten. and Propagat.* 1992. Vol. 40. N 2. P. 207–217.
33. **Rappaport T. S.** *Wireless Communications*. — New Delhi: Prentice Hall, 2007. P. 642.
34. **Tsalolihin E., Bilik I., Blaunstein N., Babich Y.** Channel capacity in mobile broadband heterogenous networks based femto cells // *Proc. of European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP-2012)*, Mar. 26–30, 2012, Prague, Czech Republic. P. 6.

УДК 691.396.946

# МОДЕЛЬ КАНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕДАЧЕЙ СМЕШАННОГО ТРАФИКА РЕЧИ И ДАННЫХ В РАЗНОВЫСОТНОЙ СИСТЕМЕ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

**К. Ю. Цветков,**

доктор техн. наук, профессор

**А. Ф. Акмолов,**

канд. техн. наук, доцент

**Е. А. Викторов,**

адъюнкт

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

Предложено обобщение математической модели протокола случайного множественного доступа при использовании коммутируемого спутникового моноканала с обнаружением активности приемных лучей и конфликтов пакетов. На основе данного протокола предлагается организовать канал управления передачей смешанного трафика речи и данных в разнорысотной системе спутниковой связи.

**Ключевые слова** — протокол, трафик, случайный множественный доступ, коммутируемый спутниковый моноканал.

## Введение

В настоящее время системы спутниковой связи (ССС) являются одним из основных средств, способных с учетом современных технологий обеспечить оперативную связь, практически не зависящую ни от географического положения и рельефа местности, ни от расстояния находящихся в зоне радиовидимости спутников-ретрансляторов (СР) мобильных абонентов наземного, морского и воздушного базирования [1]. Данное обстоятельство привлекает все возрастающее внимание к СССР, обеспечивающим возможность персональной связи с использованием носимого терминала, со стороны ведущих разработчиков систем связи как в нашей стране, так и за рубежом. Особую актуальность для России разработка такого рода СССР приобретает в условиях большой географической протяженности и низкой плотности населения страны, отсутствия развитой инфраструктуры наземной связи и труднодоступности большинства регионов.

Анализ существующих подходов к построению орбитальной группировки (ОГ) космических аппаратов (КА) ретрансляторов показывает ограниченность известных решений, основанных на применении геостационарных и высоковытяну-

тых эллиптических орбит размещения ретрансляторов связи. Так, применение СССР с использованием геостационарных КА-ретрансляторов не обеспечивает покрытие северных (южных) приполярных районов; высоковытянутые эллиптические орбиты, в свою очередь, не обеспечивают покрытие экваториальных областей и областей южного полушария Земли [2]. Возможным выходом является использование низкоорбитальных группировок КА-ретрансляторов связи. Однако существующие технические решения их построения ограничиваются одноуровневой иерархией, обеспечивают зоны покрытия до  $70^\circ$  с. ш. (ю. ш.) и не включают в себя приполярные районы. К дополнительному недостатку можно отнести необходимость тщательно планировать места размещения шлюзовых наземных станций спутниковой связи, обеспечивающих привязку СССР к наземным сетям связи на всех континентах.

Одним из перспективных направлений построения орбитальной группировки СССР является использование разнорысотных СР. Специфика таких разнорысотных многоспутниковых систем связи (РМСС) объясняется, во-первых, наличием большого количества КА, требующих управления (корректируемая ОГ), а также малой продолжительностью сеанса связи через один КА. По-



следнее влечет за собой неоднократный переход наземных абонентов с одного КА на следующий за ним КА. В случае отсутствия глобального покрытия высока вероятность перерывов связи, связанных с ожиданием КА (временем подлета КА). При этом основным предназначением РМСС является обеспечение непрерывного и глобального обмена всеми видами информации между мобильными абонентами системы наземного, воздушного и морского базирования как между собой, так и с абонентами других стационарных и мобильных сетей связи, использующих различные телекоммуникационные технологии.

### Принципы построения РМСС

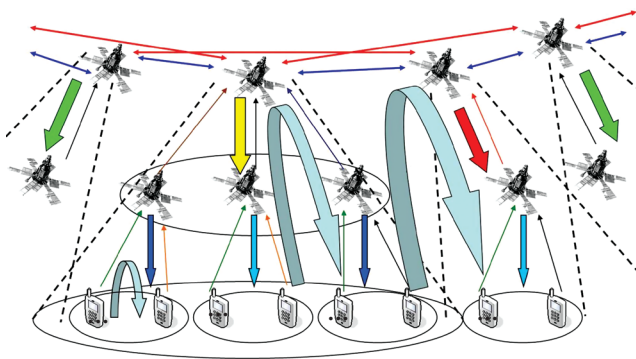
Создание РМСС с комбинированной структурой построения ОГ КА связи позволяет сочетать преимущества различных типовых вариантов построения ССС и за счет этого компенсировать их отдельные слабые стороны. При этом базовыми принципами построения РМСС, схема организации связи в которой представлена на рис. 1, являются [3]:

- баллистическое построение на основе разновысотных спутниковых кластеров 1-го и 2-го уровня (в состав космического сегмента РМСС входят 24 КА на низких и 8 КА на средних околополярных круговых орбитах, причем в зоне покрытия КА 2-го уровня постоянно находятся 3 КА 1-го уровня);

- клонирование технологий протоколов информационного обмена и управления трафиком связи между орбитальными уровнями сетевого взаимодействия РМСС, мобильными терминалами и шлюзовыми станциями;

- реализация сетевых технологий высокоскоростной маршрутизации и коммутации в космическом сегменте двухуровневой РМСС;

- унифицированность бортовой, шлюзовой, терминальной приемопередающей и телекоммуникационной аппаратуры на основе модульных технических решений;



■ Рис. 1. Принцип организации связи в разновысотной РМСС

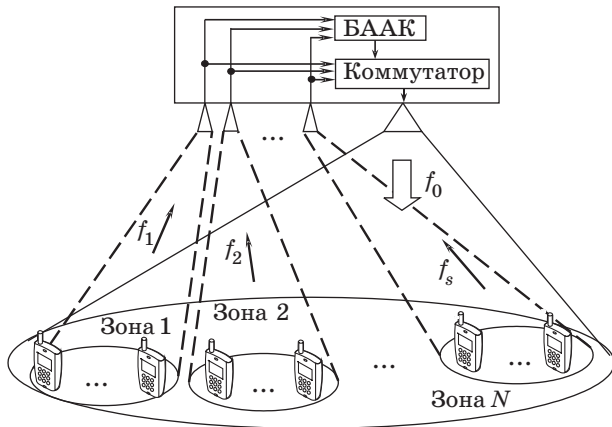
- распределенная структура взаимосвязанных наземных шлюзовых станций с выносными пулами одноканальных терминалов спутниковой связи для повышения пропускной способности и расширения зоны обслуживания абонентов СР 1-го уровня (шлюзовые станции с помощью проводных линий связи обеспечивают соединение РМСС с наземными сетями общего пользования);

- использование широковещательного режима передачи пакетов канала управления (ПКУ) зоны покрытия каждого СР РМСС. При этом канал управления обеспечивает передачу всей управляющей информации, связанной с работой системы управления связными ресурсами, системы управления группировкой КА и биллинговой системы.

Последний принцип предполагает для организации канала управления в РМСС использование одного из известных протоколов случайного множественного доступа (СМД), которые широко применяются в этих целях в мобильных сетях наземной и спутниковой связи. Использование протокола СМД существенным образом влияет на облик рассматриваемой разновысотной РМСС и требует анализа эффективности данного протокола в конкретных условиях их применения, поскольку зачастую применяемые в ССС протоколы не позволяют достаточно эффективно использовать пропускную способность выделенного диапазона частот. В частности, известный протокол СМД «простая» АЛОНА (P-АЛОНА) характеризуется наличием взаимоискажающих конфликтов пакетов, вследствие чего предельный коэффициент использования пропускной способности (КИПС)  $\rho$  спутникового моноканала имеет достаточно низкое значение ( $\rho = 0,18$ ).

Предлагается осуществить модернизацию данного протокола для организации канала управления в РМСС применительно к коммутируемому спутниковому моноканалу на основе приемной многолучевой антенны (МЛА) СР и одной передающей антенны с широким лучом, обеспечивающим покрытие всех приемных зон СР (рис. 2). При этом блок анализа активности и конфликтов БААК приемных лучей, входящий в состав СР, осуществляет формирование управляющего воздействия на коммутатор. В результате реализации алгоритма работы предлагаемого СР доступ к передающему лучу получает ПКУ, поступивший первым по одному из лучей МЛА. Последнее обеспечивает исключение взаимоискажающих конфликтов между ПКУ, поступившими из различных лучей МЛА.

При наличии взаимоискажающего конфликта между пакетами, передаваемыми в одном луче, БААК осуществляет блокировку данного луча, что освобождает моноканал для передачи

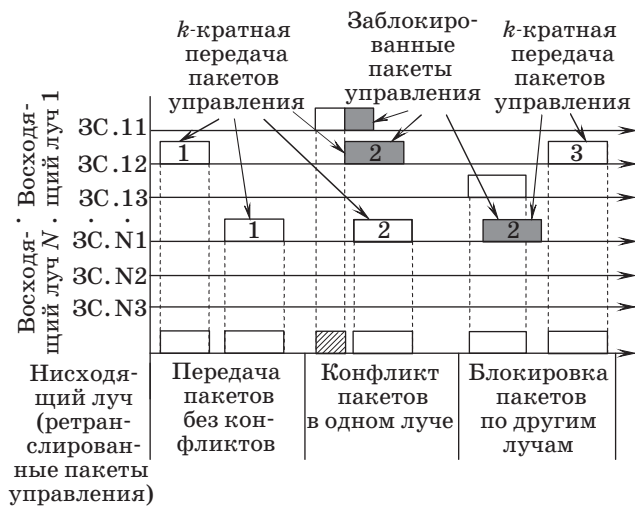


■ Рис. 2. Принцип организации канала управления на основе коммутируемого спутникового моноканала в кластере 1-го уровня РМСС

пакетов, поступивших по другим лучам. Активность луча и состояние конфликта пакетов в одном луче идентифицируются на основе детектирования радиосигналов и последующего использования двух пороговых устройств в структуре СР.

Важным отличием от традиционной схемы реализации протокола P-ALOHA является также использование различных рабочих частот  $f_1 - f_N$  в восходящих радиоприемах и одной общей частоты  $f_0$ , используемой для передачи всех ретранслированных ПКУ в широком луче нисходящей радиоприема. Последнее достигается использованием различных частотных подставок для переноса принимаемых разночастотных сигналов на общую частоту передачи  $f_0$  моноканала.

Дополнительным отличием предложенной модернизации является использование данного



■ Рис. 3. Временные диаграммы передачи ПКУ речевого трафика: ЗС — земная станция

протокола для передачи ПКУ как трафика данных, так и речевого трафика (далее — смешанного трафика). При этом каждый ПКУ имеет свой идентификационный признак, показывающий, какое соединение требуется установить — речевое или канал передачи данных. Будем полагать, что трафик данных имеет больший приоритет по сравнению с трафиком речи. В таком случае при конфликтах пакетов и блокировках лучей приемной МЛА ПКУ трафика данных подлежат обязательной повторной передаче, а ПКУ речевым трафиком повторно не передаются. При этом в целях обеспечения требуемой достоверности доставки пакетов и с учетом реальных ограничений на допустимый уровень потерь ПКУ речевым трафиком осуществляется их  $k$ -кратная передача (рис. 3).

### Математическая модель протокола P-ALOHA для организации ПКУ передачей смешанного трафика

В работе [4] представлена математическая модель протокола СМД P-ALOHA применительно к коммутируемому спутниковому моноканалу. Целесообразно провести обобщение математической модели протокола P-ALOHA для организации канала управления передачей смешанного трафика в РМСС. Учтем сделанное ранее высказывание о необходимости повторной передачи проконфликтовавших и заблокированных ПКУ трафика данных.

Для описания математической модели приняты следующие допущения:

- поток поступающих ПКУ является простейшим с интенсивностью  $\lambda_\Sigma = \lambda_0 N$ , где  $\lambda_0$  — интенсивность пакетов в одном луче;

- проконфликтовавшие или заблокированные ПКУ трафика данных передаются повторно, при этом  $\Lambda_\Sigma = \Lambda_0 N$  — интенсивность пакетов в  $N$  лучах с учетом повторных передач, где  $\Lambda_0$  — интенсивность пакетов в одном луче с учетом повторных передач;

- фактическая загрузка моноканала  $a = \Lambda_\Sigma \tau$ , где  $\tau$  — длительность передачи пакета;

- на борту ретранслятора реализованы функции коммутации сигнала активного луча на вход спутникового моноканала при превышении уровня сигнала порога 1 и обнаружения конфликта ПКУ при превышении уровня сигналов активного луча порога 2.

Вероятность ретрансляции сигнала (передачи пакета) активного луча в моноканале определим как вероятность того, что на интервале  $2\tau$  в том же луче приемной МЛА не поступит еще один пакет [5]:

$$P = e^{-2\tau\Lambda_0}. \quad (1)$$

Тогда вероятность конфликта двух и более пакетов в луче

$$P_k = 1 - e^{-2\tau\Lambda_0}. \quad (2)$$

При передаче пакета длительностью  $\tau$  в активном луче остальные  $N - 1$  лучей блокируются на это время с вероятностью [4]

$$P_\tau = 1 - e^{-(N-1)\tau\Lambda_0}. \quad (3)$$

Второе пороговое устройство в составе ретранслятора обеспечивает обнаружение конфликтов пакетов в активном луче. В этом случае вероятность блокировки  $N - 1$  лучей с учетом возникновения конфликта в активном луче выражается как

$$P_{\text{бл}} = (1 - P_k)P_\tau, \quad (4)$$

где  $(1 - P_k)$  характеризует вероятность сохранения блокировки лучей, т. е. отсутствие конфликта в активном луче [4].

В этом случае вероятность повторной передачи выражается как вероятность двух совместных событий — конфликта  $P_k$  и блокировки  $P_{\text{бл}}$  [4]:

$$R = P_k + P_{\text{бл}} - P_k P_{\text{бл}}. \quad (5)$$

Конфликты и блокировки пакетов приводят к возникновению повторных передач, среднее число которых [5]

$$K = \frac{1}{1 - R}. \quad (6)$$

Учтем, что суммарная интенсивность поступления пакетов (повторных и первичных) на вход антенны определяется как  $\Lambda_\Sigma = \lambda_\Sigma K$ . Тогда выражение для значения КИПС спутникового моноканала  $\rho = \lambda_\Sigma \tau$  с учетом  $a = \Lambda_\Sigma \tau$  и формул (1)–(6) выражается в общем виде как

$$\rho = a(1 - R). \quad (7)$$

Введем следующие обозначения:

— вероятность поступления ПКУ трафика данных

$$P_d = \frac{\lambda_d}{\lambda_\Sigma}; \quad (8)$$

— вероятность поступления ПКУ речевого трафика

$$P_p = \frac{\lambda_p}{\lambda_\Sigma}. \quad (9)$$

В общем случае возможны четыре ситуации конфликтов и блокировок ПКУ между собой: пакет данных — пакет данных  $P_d P_d$ ; пакет данных — пакет речи  $P_d P_p$ ; пакет речи — пакет данных  $P_p P_d$ ; пакет речи — пакет речи  $P_p P_p$ . Ввиду сделанных ранее допущений стоит отметить, что только конфликт двух ПКУ речевого трафика в одном луче или блокировка при одновременной

передаче в разных лучах приемной МЛА не приводят к их повторной передаче. Тогда вероятность повторной передачи ПКУ трафика данных можно выразить как совместное событие вероятностей конфликтов и блокировок ПКУ передачей речи и данных (5) с учетом доли конфликтов и блокировок пакетов, обуславливающих повторную передачу:

$$R_{\text{см}} = R(1 - P_p^2). \quad (10)$$

Выражение для КИПС при передаче ПКУ смешанного трафика с учетом (7), (9) и (10) приобретает вид

$$\rho_{\text{см}} = a(1 - R_{\text{см}}). \quad (11)$$

Рассчитанные с помощью выражения (11) зависимости приведены на рис. 4. С увеличением доли ПКУ речевого трафика число повторно передаваемых ПКУ трафика данных уменьшается (см. рис. 4, а). Это обстоятельство обуславливает

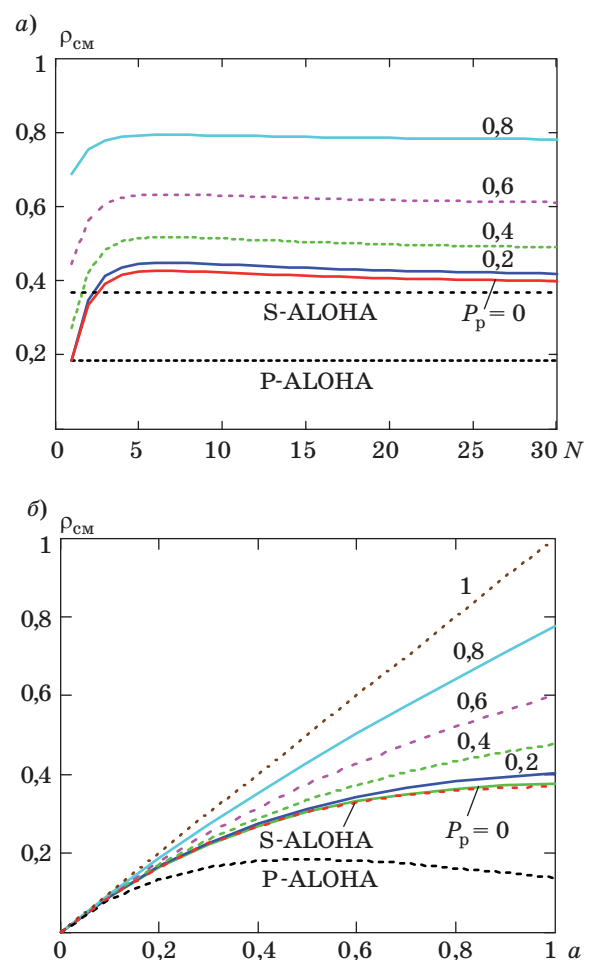


Рис. 4. Зависимость КИПС при передаче ПКУ смешанного трафика: а — от числа лучей  $N$  приемной МЛА; б — от величины загрузки моноканала

большее значение КИПС спутникового моноканала, наибольшая величина которого наблюдается при  $N = 7$ .

При передаче ПКУ смешанного трафика без учета потерь пакетов при увеличении загрузки моноканала и доли ПКУ речевого трафика модифицированный протокол обеспечивает более высокие значения коэффициента  $\rho$ , чем известные протоколы P- и S-ALOHA (см. рис. 4, б).

### Анализ функционирования модифицированного протокола P-ALOHA с учетом потерь ПКУ речевого трафика

В реальных условиях при передаче ПКУ смешанного трафика неизбежны потери ПКУ речевого трафика вследствие конфликтов и блокировок. Как было отмечено выше, при конфликте и блокировке двух ПКУ трафика данными потерь ПКУ речевого трафика не происходит. Ввиду этого вероятность потерь ПКУ речью при передаче смешанного трафика уменьшается на долю блокировок и конфликтов ПКУ данными и с учетом выражений (5) и (8) определяется как

$$P_{\Pi} = (1 - (1 - P_d)^2)R. \quad (12)$$

Анализ зависимостей, представленных на рис. 5, позволяет сделать вывод о том, что увеличение доли ПКУ речевого трафика  $P_p$  при полной загрузке моноканала  $a = 1$  приводит к значительному росту вероятности потерь ПКУ речевого трафика  $P_{\Pi}$ . Данное обстоятельство не позволяет увеличивать загрузку моноканала при реальных ограничениях на допустимый уровень потерь ПКУ речевого трафика  $P_{у.п.доп} = 0,05$ . Таким образом, требуемый уровень потерь передачи ПКУ речевого трафика в случае однократной передачи пакетов может быть достигнут лишь в условиях крайне низких значений  $\rho$  коммутируемого моноканала.

Величина потерь ПКУ речевого трафика с учетом формулы (12) выражается в виде

$$\Delta\rho_{\Pi} = \rho_p P_{\Pi}, \quad (13)$$

где пропускная способность речевого трафика

$$\rho_p = \rho_{\Sigma} P_p. \quad (14)$$

Зная величину потерь ПКУ речевого трафика (13), можно определить значение КИПС при разных значениях доли ПКУ речевого трафика с учетом потерь пакетов при той или иной допустимой вероятности потерь:

$$\rho_{у.п} = \rho_{\Sigma} - \Delta\rho_{\Pi} \quad (15)$$

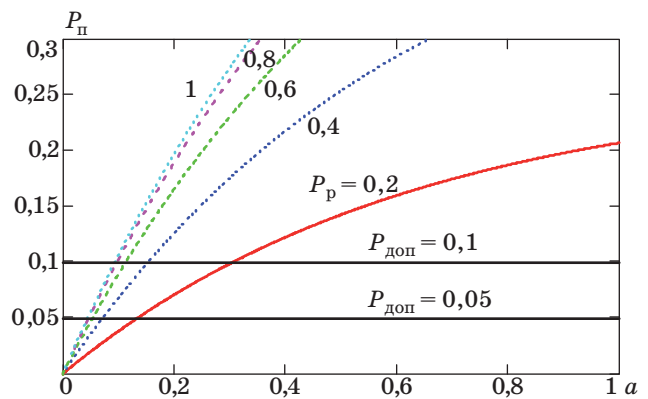
или в общем виде

$$\rho_{у.п} = \rho_{\Sigma}(1 - P_p P_{\Pi}). \quad (16)$$

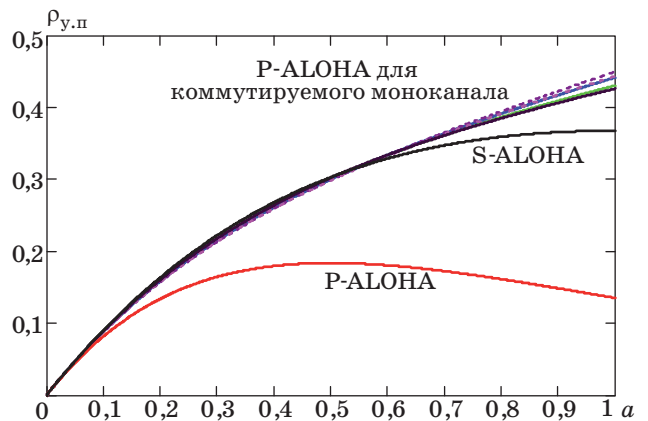
Зависимости значений КИПС при разных значениях доли ПКУ речевого трафика с учетом потерь пакетов показаны на рис. 6.

Результаты анализа зависимостей рис. 5 и 6 сведены в табл. 1, из которой следует, что с увеличением доли ПКУ речевого трафика  $P_p$  падает значение допустимой загрузки моноканала  $a$  при соблюдении допустимого уровня потерь ПКУ  $P_{у.п.доп}$  и, соответственно, уменьшается значение  $\rho_{у.п}$ .

Таким образом, проведенные исследования показывают, что в случае однократной передачи ПКУ речевого трафика применение протокола СМД



■ Рис. 5. Вероятности потерь ПКУ от фактической загрузки коммутируемого моноканала для разной доли речевого трафика



■ Рис. 6. Значения КИПС при однократной передаче ПКУ речевого трафика

■ Таблица 1. Загрузка коммутируемого моноканала

$P_p$	$a$ при $P_{у.п.доп} = 0,05$	$P_{у.п}$	$a$ при $P_{у.п.доп} = 0,1$	$P_{у.п}$
0,2	0,135	0,116	0,307	0,22
0,4	0,073	0,067	0,154	0,129
0,6	0,055	0,051	0,114	0,100
0,8	0,048	0,045	0,099	0,088
1	0,046	0,043	0,095	0,085

P-ALOHA в РМСС с коммутируемым спутниковым моноканалом для передачи ПКУ смешанного трафика представляется нецелесообразным.

Этот вывод обусловлен наличием большой вероятности потерь ПКУ речевого трафика даже в условиях низких значений загрузки (величины КИПС) коммутируемого моноканала. В целях снижения данной вероятности потерь пакетов предлагается использовать  $k$ -кратную передачу ПКУ речевого трафика применительно к коммутируемому спутниковому моноканалу.

### Анализ модифицированного протокола P-ALOHA при $k$ -кратной передаче ПКУ речевого трафика

Как отмечалось выше, при передаче ПКУ смешанного трафика в случае возникновения конфликтов и блокировок ПКУ речевого трафика повторно не передаются. Однако при использовании коммутируемого моноканала для передачи ПКУ уже при небольшой загрузке спутникового моноканала происходит превышение допустимого уровня потерь ПКУ речевого трафика, что, соответственно, не позволяет увеличить значение КИПС моноканала.

Предлагается модифицировать протокол P-ALOHA путем перехода к  $k$ -кратной передаче ПКУ речевого трафика. При этом в зависимости от доли ПКУ речевого трафика в общем балансе нагрузки между речью и данными необходимо осуществить рациональный выбор числа  $k$ -кратности передачи данных пакетов. С одной стороны, с увеличением  $k$  (ПКУ речевого трафика) повышается уровень фактической загрузки  $a$  моноканала, что приводит к некоторому возрастанию вероятности конфликта и блокировки пакетов. Однако, с другой стороны, повышается вероятность приема хотя бы одного из  $k$  переданных ПКУ, т. е.  $k$ -кратная передача пакетов позволяет при требуемом уровне их потерь увеличить значение КИПС коммутируемого моноканала при передаче ПКУ смешанного трафика.

Вероятность потери ПКУ речевого трафика при  $k$ -кратной передаче с учетом вышесказанного и выражений (5), (9) и (12) имеет вид

$$P_{п k} = ((1 - (1 - kP_p)^2)R)^k. \quad (17)$$

Анализ представленных на рис. 7 зависимостей (доля ПКУ речевого трафика  $P_p = 0,2$ ) показывает, что с увеличением  $k$  можно достичь полной загрузки моноканала при  $P_{доп} = 0,05$ .

Зная величину  $a$  фактической загрузки моноканала, можно найти значение  $\rho_{у.п k}$  — КИПС с учетом потерь ПКУ и их  $k$ -кратной передачи, которое определяется разницей между исходным значением коэффициента  $\rho_{\Sigma}$  и величиной поте-

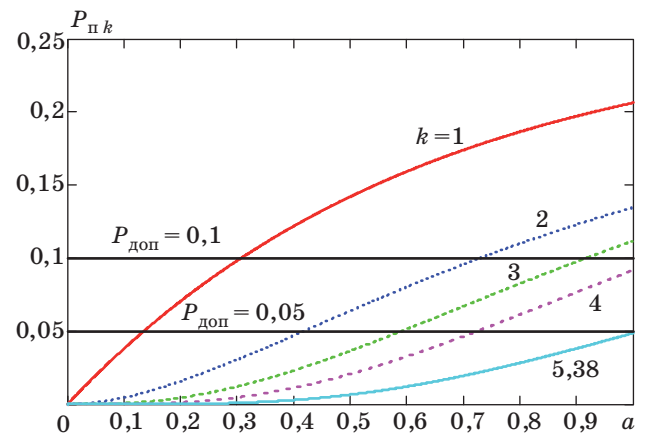


Рис. 7. Вероятности потерь ПКУ речевого трафика при их  $k$ -кратной передаче

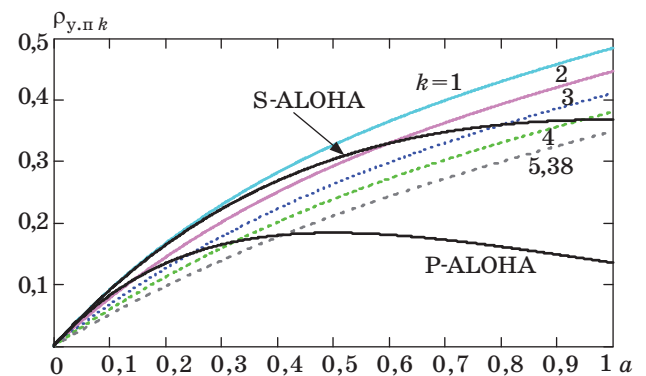


Рис. 8. Влияние  $k$ -кратной передачи ПКУ речевого трафика на величину КИПС с учетом потерь пакетов

рянных ПКУ речевого трафика при  $k$ -кратной передаче:

$$\rho_{у.п k} = \rho_{\Sigma}(1 - P_p P_{п k}), \quad (18)$$

где  $\rho_{\Sigma} = \frac{a}{kP_p + K(1 - P_p)}$ .

Зависимости значений  $\rho_{у.п k}$  при доле речевого трафика  $P_p = 0,2$  приведены на рис. 8.

Значения  $\rho_{у.п k}$  представлены в табл. 2, из которой следует, что при увеличении кратности передачи  $k$  ПКУ речевого трафика и загрузки моно-

Таблица 2. Загрузка моноканала при  $P_p = 0,2$  и  $k$ -кратной передаче ПКУ

$k$	$a$ при $P_{п} = 0,05$	$\rho_{у.п k}$
1	0,135	0,117
2	0,418	0,253
3	0,591	0,288
4	0,724	0,301
5,38	1	0,347

■ Таблица 3. Значения КИПС при  $k$ -кратной передаче ПКУ

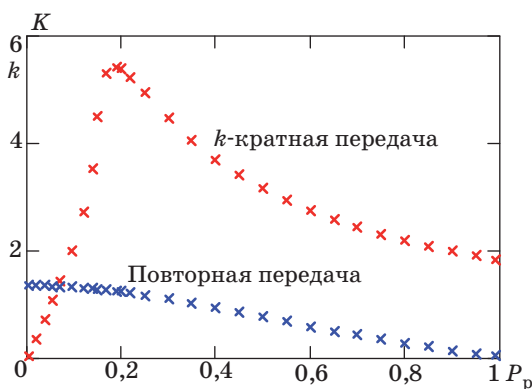
$P_p$	$k, a = 1$	$K$	$\rho_{y,п k}$
0	—	2,345	0,426
0,2	5,38	2,225	0,347
0,4	3,69	1,93	0,372
0,6	2,74	1,58	0,426
0,8	2,184	1,26	0,480
1	1,816	—	0,523

канала увеличивается значение КИПС коммутируемого моноканала. Это связано с тем, что при увеличении  $k$  доля ПКУ речи соответствующим образом увеличивается, а доля передаваемых ПКУ данными падает, что снижает общую нагрузку на сеть и приводит к большему значению КИПС  $\rho_{y,п k}$ .

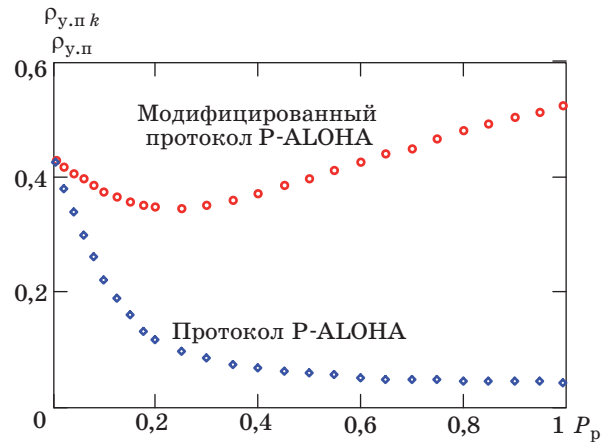
Анализ значений коэффициента использования  $\rho_{y,п k}$  для различных соотношений ПКУ смешанного трафика (табл. 3) позволяет сделать вывод о том, что с увеличением доли ПКУ речевого трафика  $P_p$  и соответствующей кратности передачи  $k$  можно получить ощутимый выигрыш в значении КИПС по сравнению с протоколом P-ALOHA. Так, например, при передаче только ПКУ речевого трафика  $\rho_{y,п k} = 0,523$ , что обеспечивает почти трехкратное превышение над значением P-ALOHA ( $\rho = 0,184$ ).

На рис. 9 представлены зависимости  $k$ -кратности передач ПКУ речевого трафика и среднего числа повторных передач ПКУ данных от соотношения смешанного трафика, а на рис. 10 — сравнение значений КИПС традиционного и модифицированного протокола P-ALOHA для коммутируемого моноканала.

Анализ данных зависимостей позволяет сделать вывод о том, что минимум КИПС  $\rho_{y,п k}$  в диапазоне  $P_p = 0,15-0,4$  обусловлен максимумом крат-



■ Рис. 9. Сравнение значений повторной передачи ПКУ данными и  $k$ -кратной передачи ПКУ речью



■ Рис. 10. Сравнение значений КИПС протоколов множественного доступа для коммутируемого моноканала

ности передач ПКУ  $k$  и большим значением среднего числа повторных передач  $K$  ПКУ при учете ограничения  $P_{п} = 0,05$ .

При этом традиционный протокол P-ALOHA в условиях передачи ПКУ смешанного трафика и ограничения  $P_{п} = 0,05$  характеризуется низкой величиной КИПС  $\rho_{y,п} \approx 0,1-0,06$  в области  $P_p > 0,1$ , в то время как предлагаемый модифицированный протокол СМД обеспечивает величину КИПС  $0,35 < \rho_{y,п k} < 0,52$  во всем диапазоне соотношения трафика речи и данных.

**Заключение**

По итогам проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Одним из перспективных способов построения ССС с мобильными абонентами является размещение ОГ СР на низких и средних орбитах в два яруса для обеспечения непрерывного и глобального обмена всеми видами информации между потребителями системы.
2. Для организации канала управления передачей смешанного трафика в РМСС использование протокола СМД P-ALOHA в явном виде представляется нецелесообразным.
3. Проведено обобщение математической модели протокола P-ALOHA применительно к коммутируемому спутниковому моноканалу на основе приемной МЛА СР и одной передающей антенны с широким лучом, обеспечивающим покрытие всех приемных зон СР. Причем на СР возложены функции по обнаружению активности и конфликтов ПКУ в приемных лучах, а также коммутация активного приемного луча к моноканалу с одновременной блокировкой всех остальных лучей до момента завершения передачи пакета в моноканале.

4. Предложено использовать модифицированный протокол R-ALOHA путем применения  $k$ -кратной передачи ПКУ речевого трафика в зависимо-

сти от соотношения трафика речи и данных, что обеспечит значение КИПС спутникового моноканала  $\rho = 0,35-0,52$ .

### Литература

1. Камнев В. Е., Черкасов В. В., Чечин Г. В. Спутниковые сети связи: учеб. пособие. — М.: Альпина Паблишер, 2004. — 536 с.
2. Невдяев Л. М., Смирнов А. А. Персональная спутниковая связь. — М.: Эко-Трендз, 1998. — 167 с.
3. Концепция построения разновысотной многоспутниковой системы связи с мобильными абонентами / Г. Н. Мальцев, К. Ю. Цветков, А. В. Родионов, А. Ф. Акмолов, С. Н. Ефимов, Д. В. Косаревич, Е. А. Викторов // Тр. ВКА им. А. Ф. Можайского / Под ред. М. М. Пенькова. СПб., 2011. Вып. № 630. С. 5–10.
4. Цветков К. Ю., Родионов А. В., Акмолов А. Ф. Динамическое перераспределение пропускной способности коммутируемого спутникового моноканала при использовании протоколов множественного доступа // Информационно-управляющие системы. 2006. № 5. С. 47–50.
5. Иносе Х. Интегральные цифровые сети связи: пер. с англ. / Под ред. В. И. Неймана. — М.: Мир, 1982. — 320 с.

### Уважаемые подписчики!

Полнотекстовые версии журнала за 2002–2009 гг. в свободном доступе на сайте журнала (<http://www.i-us.ru>) и на сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>). Печатную версию архивных выпусков журнала за 2003–2009 гг. Вы можете заказать в редакции по льготной цене.

Журнал «Информационно-управляющие системы» выходит каждые два месяца. Стоимость годовой подписки (6 номеров) для подписчиков России — 3600 рублей, для подписчиков стран СНГ — 4200 рублей, включая НДС 18 % и почтовые расходы.

На электронную версию нашего журнала (все выпуски, годовая подписка, один выпуск, одна статья) вы можете подписаться на сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>).

Подписку на печатную версию журнала можно оформить в любом отделении связи по каталогу:

«Роспечать»: № 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс,

а также через посредство подписных агентств:

«Северо-Западное агентство „Прессинформ“»

Санкт-Петербург, тел.: (812) 335-97-51, 337-23-05, эл. почта: [press@crp.spb.ru](mailto:press@crp.spb.ru), [zajavka@crp.spb.ru](mailto:zajavka@crp.spb.ru),

сайт: <http://www.pinform.spb.ru>

«МК-Периодика» (РФ + 90 стран)

Москва, тел.: (495) 681-91-37, 681-87-47, эл. почта: [export@periodicals.ru](mailto:export@periodicals.ru), сайт: <http://www.periodicals.ru>

«Информнаука» (РФ + ближнее и дальнее зарубежье)

Москва, тел.: (495) 787-38-73, эл. почта: [Alfimov@viniti.ru](mailto:Alfimov@viniti.ru), сайт: <http://www.informnauka.com>

«Гал»

Москва, тел.: (495) 603-27-28, 603-27-33, 603-27-34, сайт: <http://www.artos-gal.mpi.ru/index.html>

«ИНТЕР-ПОЧТА-2003»

Москва, тел.: (495) 500-00-60, 580-95-80, эл. почта: [interpochta@interpochta.ru](mailto:interpochta@interpochta.ru), сайт: <http://www.interpochta.ru>

Краснодар, тел.: (861) 210-90-00, 210-90-01, 210-90-55, 210-90-56, эл. почта: [krasnodar@interpochta.ru](mailto:krasnodar@interpochta.ru)

Новороссийск, тел.: (8617) 670-474

«Деловая пресса»

Москва, тел.: (495) 962-11-11, эл. почта: [podpiska@delpress.ru](mailto:podpiska@delpress.ru), сайт: <http://delpress.ru/contacts.html>

«Коммерсант-Курьер»

Казань, тел.: (843) 291-09-99, 291-09-47, эл. почта: [kazan@komcur.ru](mailto:kazan@komcur.ru), сайт: <http://www.komcur.ru/contacts/kazan/>

«Урал-Пресс» (филиалы в 40 городах РФ)

Сайт: <http://www.ural-press.ru>

«Идея» (Украина)

Сайт: <http://idea.com.ua>

«BTL» (Узбекистан)

Сайт: <http://btl.sk.uz/ru/cat17.html>

и др.

УДК 612.82; 519.6

## ЭЛЕКТРОФИЗИОЛОГИЧЕСКИЕ КОРРЕЛЯТЫ УМСТВЕННОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ЧЕЛОВЕКА. ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗ

**Н. Б. Суворов,**

доктор биол. наук, профессор

НИИ экспериментальной медицины СЗО РАМН, г. Санкт-Петербург

**С. В. Божокин,**

канд. физ.-мат. наук, доцент

Санкт-Петербургский политехнический университет

**Ю. З. Полонский,**

доктор биол. наук, ведущий научный сотрудник

Институт мозга человека им. Н. П. Бехтеревой РАН, г. Санкт-Петербург

*В разработанной ранее биотехнической системе изучались пространственно-временные отношения между различными отделами коры головного мозга шахматистов высших квалификаций, играющих в шахматы с компьютерной программой. Для расчета спектральных интегралов электроэнцефалограмм применено интегральное вейвлет-преобразование. Путем расчета матриц кросскорреляций по Пирсону определены корреляционные отношения между спектральными интегралами электроэнцефалограмм различных отведений головного мозга. Пространственные отношения рассмотрены в динамике обдумывания хода в партии.*

**Ключевые слова** — электроэнцефалограмма, игра в шахматы, вейвлет-анализ, спектральный интеграл, биотехническая система.

### Введение

Интеллектуальная деятельность человека является одной из его специфических особенностей и наиболее сложно организованных психических функций и потому чрезвычайно сложна для инструментальных исследований. Не существует общепринятых взглядов на то, каким образом головной мозг и центральная нервная система обеспечивают процесс мышления и принятия решений. Как правило, в динамике изучаются электрофизиологические корреляты в условиях моделирования умственной нагрузки. При этом важно подобрать как адекватные модели интеллектуальной деятельности, так и соответствующие психофизиологические показатели. Очевидно, что такие модели не могут охватить все сферы мыслительной деятельности человека.

Известно, что умственные нагрузки вызывают серьезные изменения в электроэнцефалограмме (ЭЭГ) в диапазоне альфа-ритма вплоть до его десинхронизации. Многочисленные исследования в этом направлении показали динамику амплитудно-частотных параметров ЭЭГ во всех ритмических диапазонах [1, 2]. Отмечено усиление дельта-

и тета-активности в передних отделах, в основном, левого полушария коры головного мозга. При выполнении когнитивных задач усиление тета-ритма, называемого также ритмом напряжения, положительно соотносится с успешностью их решения. Перестройки в диапазоне бета-активности не столь однозначны, и связано это с типом когнитивной нагрузки, задаваемой моделью.

Феномен кратковременных периодов корреляции и стабилизации пространственно-временных характеристик биоэлектрических потенциалов мозга во время определенных этапов когнитивной деятельности был впервые показан в работах М. Н. Ливанова и соавт. [3]. Пространственная консолидация ЭЭГ была обнаружена в виде ее когерентных структур [4, 5], или комплексов, совпадающих по основным пикам спектральных паттернов в разных областях коры головного мозга [6]. Такие процессы как память, внимание, когнитивные или познавательные операции если и проявляются на уровне ЭЭГ, то в сильно завуалированном виде — на грани порога статистической значимости [7]. Смена таких операций при последовательном способе обработки информации может сопровождаться в ЭЭГ каскадом кратковременных переходных



процессов с последующей временной стабилизацией новых устойчивых состояний, сопровождающейся увеличением числа статистически значимых корреляционных связей между лобно-центрными отделами левого полушария. Было показано, что определенным когнитивным актам соответствуют достаточно стабильные пространственные структуры ЭЭГ в виде эффектов синхронизации/десинхронизации. В исследованиях, где параллельно с ЭЭГ рассматривалась магнитоэнцефалограмма, обнаружено существование синхронных колебаний в тета- и гамма-полосах спектра, которые меняются во время моделирования когнитивных задач. Наиболее распространенные спектры мощности являются статической оценкой свойств ЭЭГ, полученной на ограниченном промежутке времени; они не в состоянии оценить динамику пространственно-временных изменений сигналов ЭЭГ при различных видах деятельности.

Практически все результаты исследований интеллектуальной деятельности были получены в условиях моделирования различных творческих и математических заданий. В то же время игра в шахматы является идеальным способом для изучения творческого процесса [8, 9], когда профессиональный шахматист находится в условиях реального (не имеющего аналогов) интеллектуального стресса, а не его моделирования. Для анализа динамических спектральных характеристик разработан модифицированный соответствующим образом вейвлет-анализ пространственной ЭЭГ. Целью данной статьи является исследование динамических спектральных характеристик нестационарной ЭЭГ во время шахматной партии и нахождение пространственно-временных корреляций различных ее каналов, вычисленных с помощью спектральных интегралов.

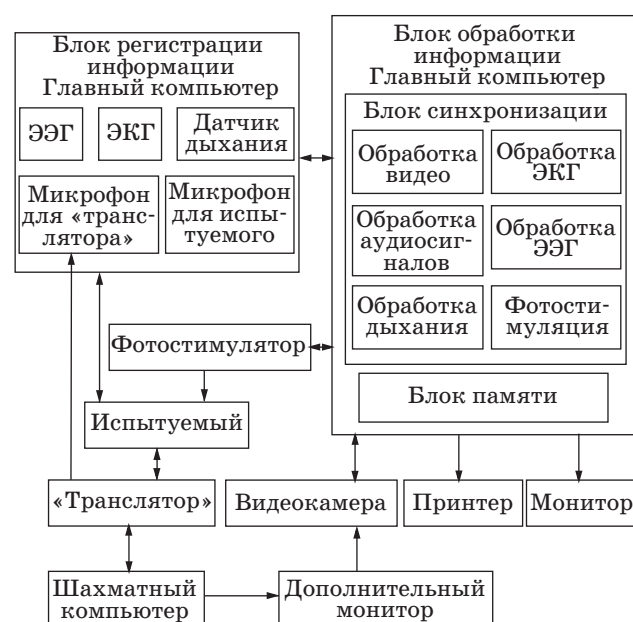
## Методика

Шахматная игра с современной компьютерной программой сопровождается реальной напряженной интеллектуальной деятельностью. Инструментальных исследований в изложенной постановке ранее не проводилось, поэтому разработанный для указанной цели аппаратно-программный комплекс является в своем роде уникальным [9]. В исследованиях участвовали молодые шахматисты высокой квалификации г. Санкт-Петербурга — гроссмейстеры и мастера спорта с высоким рейтингом Эло (коэффициент Эло  $\geq 2300$ ). Высокий профессионализм участников позволил проводить шахматные партии вслепую с закрытыми глазами, что дало возможность минимизировать помехи при регистрации электро-

энцефалограммы (21 канал по системе 10–20 %), электрокардиограммы (ЭКГ с предплечий), кардиоритмограммы [9]. Помимо этого фиксировались функция дыхания (пневмограмма) и голоса шахматиста, сообщающего свой ход, и «транслятора», сообщающего ход, сделанный шахматной программой (использовались штатный датчик дыхания и специальные микрофоны фирмы Panasonic).

Компьютерная шахматная программа должна быть адекватна мастерству участвующих шахматистов или превосходить их. Для синхронизации и сопоставления шахматной партии с психофизиологическими характеристиками в каждый момент времени необходимо иметь полный протокол партии, из которого известно, сколько времени прошло от начала партии до конкретного хода. Перечисленным условиям удовлетворяет программа Deep Fritz 11 4CPU [10]. В ней предусмотрена гибкая система задания контроля времени, широкий диапазон по рейтингу, поэтому шахматную квалификацию программы можно варьировать [9]. Некоторая коррекция возможна также путем изменения контроля времени в ту или иную сторону. Структурная схема биотехнической системы для исследования электрофизиологических параметров человека во время реальной умственной деятельности представлена на рис. 1.

На мониторе главного компьютера отображались ЭКГ, пневмограмма, речевые сигналы от микрофонов «транслятора» и испытуемого синхронно с остальными параметрами. Шахматная партия разыгрывалась на специальном шахматном компьютере.



■ Рис. 1. Структура биотехнической системы

Позиция на доске фиксировалась видеокamerой и передавалась на главный компьютер в режиме «видео ЭЭГ». Видеоизображение шахматной доски с текущей позицией воспроизводилось синхронно с выводом на экран монитора соответствующих участков всех регистрируемых параметров испытуемого [9].

Каждое исследование состояло из нескольких этапов: настройки программы Deep Fritz 11 и визуализации шахматной партии; регистрации фоновых электрофизиологических показателей в расслабленном состоянии перед началом партии; регистрации показателей во время и после завершения партии; анализа шахматной партии и выявления наиболее важных моментов для сопоставления с соответствующими фрагментами комплекса психофизиологических параметров.

Для исследования нестационарной ЭЭГ испытуемых во время обдумывания ходов применена теория вейвлетов [11–17]. В работах [14, 15] приведено определение интегрального вейвлетного преобразования, обсуждается выбор материнского вейвлета (в данной работе использован вейвлет Морле), анализируется выражение для мгновенного спектрального распределения сигнала по частотам, обсуждаются соответствующие скелетонны, а также введено понятие спектральных интегралов. Для расчета корреляций различных каналов ЭЭГ в зависимости от времени шахматной партии  $t$  рассмотрим спектральные интегралы [14, 15]. Спектральный интеграл  $E_\mu(i, t)$  пропорционален вероятности того, что в момент времени  $t$  энергия сигнала сосредоточена в спектральном интервале  $[v_{\mu-1}, v_\mu]$ . Иначе говоря, график  $E_\mu(i, t)$  отражает динамику интенсивности частотного диапазона  $[v_{\mu-1}, v_\mu]$  во времени, измеряется в микровольтах в квадрате и представляет собой локальную плотность спектра сигнала, зависящую как от частоты  $v$ , так и от времени  $t$ , проинтегрированную по интервалу частот  $[v_{\mu-1}, v_\mu]$ . Величины  $v_\mu$  ( $\mu = 0, 1, 2, \dots$ ) характеризуют границы соответствующего частотного интервала  $\mu$ , а индекс  $i$  характеризует номер канала ЭЭГ:  $i = \{Fr1, \dots, O2\}$ . Спектральные интегралы  $E_\mu(i, t)$  позволяют анализировать динамику развития по времени ЭЭГ-активности в спектральном диапазоне  $\mu$  для канала  $i$ . Полагая  $v_0, v_1, \dots, v_4$  равными 0,5; 4; 7,5; 14; 30 Гц и нормируя каждый спектральный интеграл на свое максимальное значение, получаем значения спектральных интегралов  $e_\mu(i, t)$ , равные  $e_\delta(i, t), e_\theta(i, t), e_\alpha(i, t), e_\beta(i, t)$  соответственно в дельта-, тета-, альфа- и бета-диапазонах ЭЭГ, причем величина  $e_\mu(i, t)$  изменяется в пределах  $0 \leq e_\mu(i, t) \leq 1$ .

Коэффициент корреляции Пирсона  $\langle i|R_\mu|k \rangle$  между  $i$ -м и  $k$ -м каналами ЭЭГ, вычисленный

в спектральном диапазоне  $\mu = \delta, \theta, \alpha, \beta$ , определяется следующим образом [16]:

$$\langle i|R_\mu|k \rangle = \frac{\langle e_\mu(i, t)e_\mu(k, t) \rangle - \langle e_\mu(i, t) \rangle \langle e_\mu(k, t) \rangle}{\sqrt{(\langle e_\mu^2(i, t) \rangle - \langle e_\mu(i, t) \rangle^2)(\langle e_\mu^2(k, t) \rangle - \langle e_\mu(k, t) \rangle^2)}}$$

В этом выражении символы  $\langle e_\mu(i, t) \rangle$  и  $\langle e_\mu(k, t) \rangle$  означают усреднение соответствующих величин по промежутку времени наблюдения  $t$ , который составлял величину, равную примерно 10 с (эпоха анализа). Заметим, что величины спектральных интегралов положительны:  $e_\mu(i, t) > 0$ . Вычисляемые коэффициенты корреляции Пирсона  $\langle i|R_\mu|k \rangle$  изменяются в диапазоне  $|\langle i|R_\mu|k \rangle| \leq 1$ . Если каналы  $i$  и  $k$  демонстрируют полностью скоррелированное поведение:  $e_\mu(k, t) = e_\mu(i, t)$ , то в этом случае  $\langle i|R_\mu|k \rangle = 1$ . Если величины  $e_\mu(i, t)$  и  $e_\mu(k, t)$  не зависят друг от друга, то в этом случае  $\langle i|R_\mu|k \rangle = 0$ . Заметим, что в начале и в конце интервалов наблюдения (эпох анализа) спектральные интегралы равны нулю, что является свидетельством учета граничных эффектов при вычислении интегрального вейвлетного преобразования. Из-за положительности спектральных интегралов условие  $e_\mu(k, t) = -e_\mu(i, t)$ , при котором величина  $\langle i|R_\mu|k \rangle = -1$ , не выполняется, поэтому в большинстве случаев в матрицах кросс-корреляции  $\langle i|R_\mu|k \rangle > 0$ .

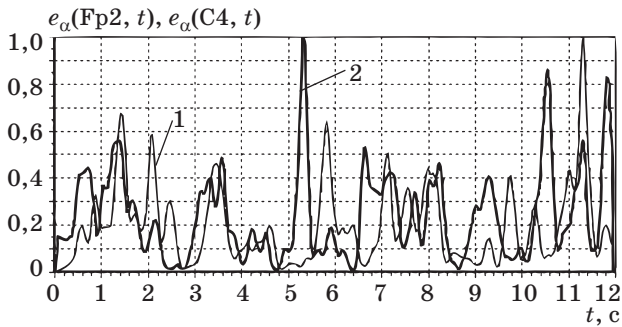
Количество эпох анализа зависело от длительности обдумывания очередного хода. Коэффициенты корреляции Пирсона отражают динамику пространственной координации различных отделов мозга в диапазонах основных ритмов ЭЭГ в процессе решения испытуемым проблем, возникающих на шахматной доске.

Таким образом, решалась задача определения пространственной организации ЭЭГ во всех спектральных диапазонах для всех каналов в динамике, что дает принципиально новую информацию о поведении нестационарной ЭЭГ человека во время игры в шахматы с компьютерной программой.

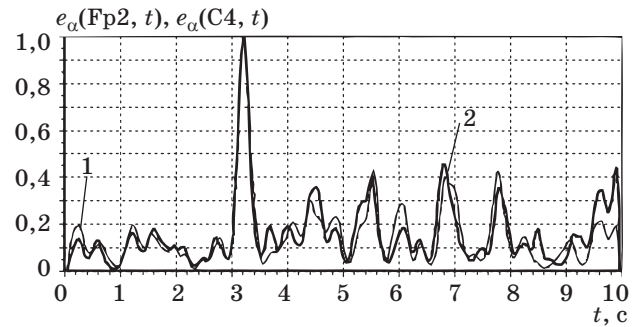
## Результаты исследований

Рассмотрим результаты на примере партии одного из испытуемых (гроссмейстера В.). Перед началом шахматной партии в состоянии расслабленного бодрствования с закрытыми глазами различия в графиках нормированных спектральных интегралов в альфа-диапазоне, соответствующих отведениям  $e_\alpha(Fr2, t)$  и  $e_\alpha(C4, t)$ , очевидны (рис. 2).

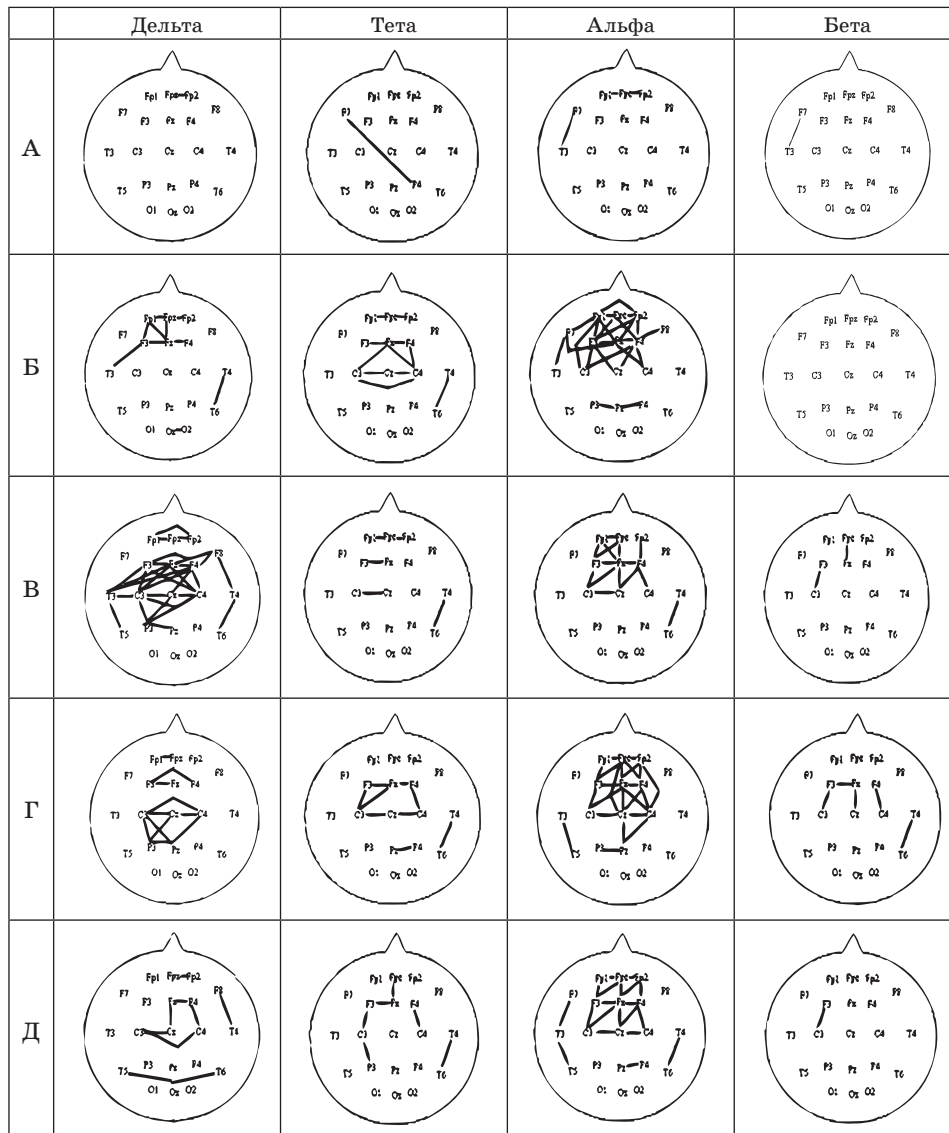
Коэффициент корреляции для этих кривых составляет 0,173 и указывает на отсутствие ско-



■ **Рис. 2.** Спектральные интегралы ЭЭГ, вычисленные в диапазоне альфа-ритма в отведениях Fp2  $e_{\alpha}(Fp2, t)$  (тонкая линия 1) и C4  $e_{\alpha}(C4, t)$  (толстая линия 2) в зависимости от времени (80 отсчетов/с)



■ **Рис. 3.** Спектральные интегралы в конце обдумывания и принятия решения гроссмейстером В. относительно 17-го хода (см. рис. 4Г)



■ **Рис. 4.** Корреляционные отношения между отведениями головного мозга: А — фон (состояние расслабленного бодрствования с закрытыми глазами до начала партии); Б — обдумывание 17-го хода; В — продолжение обдумывания; Г — последние 10 с, включая принятие решения о ходе; Д — последствие (расслабленное бодрствование с закрытыми глазами через 5 мин после завершения партии)

ординированных отношений между отведениями Fp2 и C4. Пиковые значения обеих кривых ритмически не связаны между собой.

В конце обдумывания, когда гроссмейстер В. принимает решение относительно своего 17-го хода, графики спектральных интегралов, соответствующих рис. 2, свидетельствуют об их взаимосвязи с коэффициентом корреляции 0,905 (рис. 3). Главный пик, возможно, связан с моментом принятия решения, а следующие 5 квазипериодических всплесков синхронизированных спектральных интегралов связаны с окончательной проверкой принятого решения.

Очевидно, что спектральные интегралы для 21 отведения в рамках статьи представить невозможно, поэтому были рассчитаны матрицы корреляции между спектральными интегралами, соответствующими четырем стандартным частотным диапазонам, всем отведениям ЭЭГ в состояниях фона; обдумывания 17-го хода (3 фрагмента по 10 с) и последействия. Указаны те связи между отведениями ЭЭГ, где коэффициент корреляции превышает 0,9. Результаты представлены на рис. 4.

До начала партии в состоянии расслабленного бодрствования с закрытыми глазами наиболее скоррелированными каналами в тета-диапазоне (рис. 4А) являлась пара F7 — левое лобное и P4 — правое теменное отведения (коэффициент корреляции  $R = 0,908$ ), в диапазоне альфа-ритма такими каналами были пары F3 — T3, Fp1 — Fpz, Fp2 — Fpz. В бета-диапазоне имела место одна связь F7 — T3 с  $R = 0,85$ .

В начале обдумывания 17-го хода (рис. 4Б) возрастают корреляции в дельта-диапазоне, затрагивающие преимущественно лобные отведения слева, в тета-диапазоне симметрично связаны лобно-центральные каналы преимущественно в поперечном направлении, связи в диапазоне альфа-ритма значительно растут в лобно-центральных отделах преимущественно в левом полушарии головного мозга, а также возникают поперечные связи в теменных отделах (P3, Pz, P4). Очевидно, это электрографическое отражение реакции шахматиста на позицию, возникшую на шахматной доске после хода, сделанного компьютером (реакция на «новизну»). Умственное напряжение, в котором находится шахматист при игре вслепую на протяжении всей партии, усиливается в связи с необходимостью оценки «новой» ситуации на доске и поисками адекватного ответного хода. Вероятно, гроссмейстер В. в силу особенностей своего мышления использует последовательный способ обработки шахматной информации.

В середине обдумывания 17-го хода (рис. 4В) корреляции в тета- и альфа-диапазонах несколько ослабевают по сравнению с фрагментом Б, но появились две существенные связи в бета-диапазо-

не Fpz — Fz и F3 — C3. Резко усилились связи внутри дельта-диапазона, захватив лобно-центрально-височно-теменные зоны коры головного мозга.

В последние 10 с размышления над ходом гроссмейстер оценивал возможные последствия принятого решения и, наконец, сообщил его «транслятору» (рис. 4Г). В диапазоне альфа-ритма, как и в первые 10 с обдумывания, в тесную взаимосвязь оказываются вовлеченными теменные отделы, однако, в отличие от фрагмента Б, Pz связана с Cz и C4. Корреляции внутри дельта-диапазона ослабли.

При анализе ЭЭГ во время 80-секундного обдумывания 21-го хода той же партии были обнаружены те же закономерности и тот же последовательный способ анализа.

Электроэнцефалограмма последействия регистрировалась практически сразу после завершения партии (через 5 мин отдыха) при расслабленном бодрствовании и закрытых глазах. Соответствующие корреляционные отношения представлены на рис. 4Д. Полностью вернулись к исходному уровню корреляции внутри бета-диапазона. В диапазонах дельта-, тета- и, особенно, альфа-ритма сохранились элементы конструкций, характерные для состояния умственного напряжения.

## Заключение

Разработана биотехническая система, предназначенная для регистрации и количественной оценки ряда психофизиологических характеристик шахматистов высшей квалификации во время игры вслепую в шахматы с шахматной программой. Система является инструментом для психофизиологических исследований механизмов напряженной интеллектуальной деятельности. Динамика обдумывания, принятия решений, осознанные и неосознанные ошибки, просмотры и т. п. характеризуются рядом физиологических параметров, на основании которых специалисты в состоянии сделать определенные выводы относительно индивидуальных особенностей мотивированной когнитивной деятельности. Проведены испытания биотехнической системы в реальных электро- и психофизиологических исследованиях шахматистов высшей квалификации.

Предлагаемый метод расчета корреляций многоканальной нестационарной ЭЭГ, использующий интегральное вейвлетное преобразование, дает принципиально новую информацию о динамике спектральных характеристик процесса с высокой дискретизацией по времени, выполняет пространственно-временной анализ нарастания и угасания всплеск активности, возникающих в различных структурах коры головного

мозга во время проведения шахматной партии. Анализ спектральных интегралов позволил выявить пространственные взаимоотношения переходных процессов ЭЭГ во всех спектральных диапазонах, оценить моменты резких перестроек частотных диапазонов для различных каналов ЭЭГ и найти степень их синхронизации. Можно предположить, что динамика корреляционных отношений, определяемых по спектральным интегралам, в сопоставлении с динамикой обдумывания хода даст возможность определить, какой способ переработки информации — последовательный (сукцессивный) или параллельный (симультанный) — использует шахматист в той или иной позиции на шахматной доске.

## Литература

1. Данько С. Г., Качалова Л. М. Электроэнцефалографические характеристики когнитивно-специфического внимания готовности при вербальном обучении. Сообщение II. Общие характеристики пространственной синхронизации ЭЭГ // Физиология человека. 2009. Т. 35. № 4. С. 5–12.
2. Вольф Н. В., Тарасова И. В. Связь осцилляций тета- и бета-ритмов ЭЭГ с эффективностью творческой деятельности // Физиология человека. 2010. Т. 36. № 2. С. 15–22.
3. Ливанов М. Н., Гаврилова Н. А., Асланов А. С. Взаимные корреляции между различными участками коры головного мозга при умственной работе // Журн. высш. нервн. деят. им. И. П. Павлова. 1964. Т. 64. № 2. С. 185–194.
4. Свидерская Н. Е. Синхронная электрическая активность мозга и психические процессы. — М.: Наука, 1987. — 156 с.
5. Klimesch W. EEG alpha oscillations reflect cognitive and memory performance: a review and cognitive and analysis // Brain Reviews. 1999. Vol. 29. P. 169–195.
6. Николаев А. Р., Анохин А. П., Иваницкий Г. А. Спектральные перестройки ЭЭГ и организация корковых связей при пространственном и вербальном мышлении // Журнал высшей нервной деятельности. 1996. Т. 46. № 5. С. 831–848.
7. Каплан А. Я., Борисов С. В. Нестационарность сегментных характеристик альфа-активности ЭЭГ человека в покое и при когнитивных нагрузках // Журнал высшей нервной деятельности. 2003. Т. 53. № 1. С. 22–32.
8. Sigman M. et al. Response time distributions in rapid chess: a large-scale decision making experiment // Frontiers Neurosci. 2010. Vol. 4. Article 60. P. 1–12.
9. Суворов Н. Б., Абрамов В. А., Козаченко А. В., Полонский Ю. З. Биотехническая система для исследования интеллектуальной деятельности человека // Информационно-управляющие системы. 2010. № 5. С. 70–77.
10. Fritz 11: Обзор – статьи об игре Fritz 11. <http://gameguru.ru/articles/525/view.html> (дата обращения: 12.08.2009).
11. Короновский А. А., Храмов А. Е. Непрерывный вейвлетный анализ и его приложения. — М.: Физматлит, 2003. — 176 с.
12. Rosso O. A. et al. EEG analysis using wavelet-based information tools // Journal of Neuroscience Methods. 2006. Vol. 153. P. 163.
13. Addison P. S. Wavelet transforms the ECG: a review // Physiol. Meas. 2005. Vol. 26. P. 155.
14. Суворов Н. Б., Божокин С. В. Вейвлет-анализ переходных процессов электроэнцефалограммы при фотостимуляции // Биомедицинская радиоэлектроника. 2008. № 3. С. 21–25.
15. Божокин С. В. Вейвлет-анализ динамики усвоения и забывания ритмов фотостимуляции для нестационарной электроэнцефалограммы // Журнал технической физики. 2010. Т. 80. № 9. С. 16–24.
16. Анодина-Андриевская Е. М., Божокин С. В., Марусина М. Я., Полонский Ю. З., Суворов Н. Б. Перспективные подходы к анализу информативности физиологических сигналов и медицинских изображений человека при интеллектуальной деятельности // Изв. вузов. Приборостроение. 2011. Т. 54. № 7. С. 27–35.
17. Короновский А. А. и др. Диагностика и анализ осцилляторной нейросетевой активности головного мозга с использованием непрерывного вейвлетного преобразования // Изв. вузов. Прикладная и нелинейная динамика. 2011. Т. 19. № 1. С. 86–108.

УДК 004.021+00.416.3+681.5+681.514

# РАЗЛАДКА, ГОМЕОСТАЗИС, ИЗМЕРЕНИЕ В РАМКАХ КОМПЕНСАЦИОННОГО ПРИНЦИПА РАВНОВЕСИЯ В ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

## Часть 2: Исследование конкретного алгоритма

**Э. П. Тихонов,**

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Предлагаются и исследуются на основе общего подхода, рассмотренного в первой части статьи, конкретные модификации алгоритмов обнаружения разладки с анализом алгоритма по изменению математического ожидания сигнала. Предлагаемые алгоритмы обладают свойствами адаптации и самоорганизации, следствием чего является их слабая зависимость от априорных данных.

**Ключевые слова** — разладка, адаптация, итерационные алгоритмы, сходимость, измерение.

### Введение

В известных методах по обнаружению разладки, т. е. обнаружения тех или иных изменений в экспериментальных данных или в результатах измерения вероятностных характеристик (ВХ) случайного процесса (сигнала), помимо параметрических методов применяются так называемые непараметрические методы [1, 2]. Основная проблема, которую подчеркнул в своем предисловии к книге Н. А. Цейтлина [1] президент Российской ассоциации статистических методов А. И. Орлов, состоит в неадекватности априорной информации, необходимой для решения задачи разладки. Поэтому представляют интерес рассмотренные в первой части статьи методы, использующие принцип симметрии в условиях минимума априорной информации о ВХ сигнала. Напомним, что суть рассмотренного метода заключается в том, что за счет нарушения симметрии фиксируется разладка между преобразованиями сигнала, выполняемыми в темпе с поступлением сигнала, и аналогичными (в принципе, возможно и иными) преобразованиями, полученными по предыдущим (т. е. задержанным, запомненным) результатам измерения этого же сигнала. При этом отсутствующую априорную, но необходимую для решения задачи о разладке информацию одномоментно получают по наблюдаемому случайному процессу (сигналу), описы-

ваемому моделью квазистационарного эргодического случайного процесса. Эта информация используется не только для решения поставленной задачи обнаружения разладки, но и для оптимизации алгоритмов, лежащих в основе ее решения.

### Уточненная постановка задачи

В предлагаемой постановке задача обнаружения разладки в измеряемом случайном процессе, или просто сигнале, должна осуществляться:

- как при скачкообразном, так и при плавном, непрерывном изменении ВХ сигнала, по которой обнаруживают момент наступления разладки при переходе от одного стационарного сектора сигнала по наблюдаемой ВХ к другому;
- в реальном масштабе времени с минимальной задержкой относительно появления момента разладки;
- на основе достаточно простых алгоритмов, использующих дискретные значения анализируемого сигнала;
- с использованием алгоритмов, обладающих свойством инвариантности в достаточно широких пределах к тем или иным априорно установленным параметрам или ВХ сигнала;
- по алгоритму, функционирование которого должно осуществляться с минимальной априорной информацией о ВХ сигнала.

Подобные требования обычно выставляются к адаптивным и самонастраивающимся алгоритмам. Необходимо подчеркнуть, что задача разладки в соответствии с предлагаемым методом должна решаться не только по математическому ожиданию (МО) или дисперсии, а и по другим ВХ, включая функцию (ФРВ) и плотность (ПРВ) распределения вероятностей сигнала.

### Исходный обобщенный анализ

В связи с постановкой задачи в основе метода предлагается использовать предложенные в первой части статьи вероятностно-итерационные алгоритмы (в дальнейшем — просто итерационные алгоритмы), в которых для решения задачи разладки нет необходимости получать результаты измерения соответствующих ВХ, а достаточно установить моменты их изменения. Поэтому в алгоритме используются для обнаружения разладки значения самого сигнала — в текущий момент и задержанного на некоторый интервал времени  $T_m$  относительно текущего момента времени. Сравнение между собой результатов преобразования в реальном масштабе времени текущего сигнала с его преобразованным, но задержанным значением как раз и реализует принцип симметрии. Точка (в общем случае это может быть и другой геометрический объект в виде аттрактора), относительно которой устанавливается симметрия, итерационно находится между текущими и предшествующими значениями сигнала, преобразованными в соответствии с выбранной ВХ. Значение этой точки априорно может быть найдено, независимо от ВХ сигнала, при отсутствии разладки из решения уравнения в неподвижной точке синтезированного итерационного алгоритма. При реализации итерационного алгоритма в технической системе неподвижная точка определяется автоматически. Суть принципа симметрии состоит в том, что в отсутствие разладки точка симметрии между прошлым и текущим состоянием сигнала имеет строго определенное и априорно известное значение. Это значение определяется свойством устойчивой сходимости к стационарному значению (аттрактору, который в лучшем случае представляет собой неподвижную или устойчивую точку) используемого итерационного алгоритма. В случае наступления разладки симметрия нарушается, и для ее сохранения происходит переход в соответствии с итерационным алгоритмом к новому аттрактору. В момент перехода к новому аттрактору первоначально установившаяся симметрия нарушается, что и определяет наступление разладки в соответствии с изменением ВХ наблюдаемого сигнала. Однако в силу случайности сигнала и конеч-

ности времени наблюдения текущее значение сдвига симметрии также является случайной величиной. Поэтому необходим критерий для принятия решения относительно того, является ли данное нарушение симметрии случайным при отсутствии разладки или же оно порождено наступлением разладки в сигнале. В этом случае возникает вопрос об установлении допустимого отличия нового аттрактора от его исходного вида, определяющего первоначальную симметрию. Как и в классическом случае, этот интервал может определяться по вероятности ошибки первого и второго рода [1].

Для более сложного многомерного случая принцип симметрии сохраняется, но уже в этом случае аттрактор может состоять из множества точек, образующих некоторую область или конфигурацию симметрии.

В общем случае с учетом приведенного в первой части статьи подхода обобщенный алгоритм, использующий принцип симметрии, имеет вид

$$\begin{aligned} \mathbf{d}[(n+1)\Delta t] &= \mathbf{d}(n\Delta t) - \\ &- \mathbf{A}_n \boldsymbol{\mu} \left\{ \boldsymbol{\theta} \left\{ \Xi[(n-i)\Delta t] \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n\Delta t), \mathbf{d}_m^* \right\} - \\ &- \boldsymbol{\theta} \left\{ \Xi[(n-i)\Delta t - T_m] \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n\Delta t), \mathbf{d}_m^* \left. \right\}, \quad (1) \end{aligned}$$

где  $\mathbf{d}[(n+1)\Delta t]$  и  $\mathbf{d}(n\Delta t)$  — векторные значения искомого параметра на  $(n+1)$ -м и  $n$ -м шаге (такте) итерации фиксированной размерности, причем для всех  $n = 1, 2, \dots$  выполняется условие  $|\mathbf{d}(n\Delta t)| \leq \mathbf{E}_0$  и начальное значение  $\mathbf{d}(n\Delta t) = \mathbf{0}$ ;  $\mathbf{A}_n$  — априорно заданная или изменяющаяся по определенному закону последовательность матриц, определяющая шаг итерации и влияющая на изменение искомого параметра на  $(n+1)$ -м шаге в зависимости от его значения на  $n$ -м шаге итерации;  $\Delta t$  — исходный минимальный шаг временной дискретизации, связанный с преобразованием исходного, изменяющегося случайно во времени сигнала (в дальнейшем как для исходного сигнала, так и отсчетов исходного сигнала используется общий термин — сигнал) в цифровые отсчеты;  $\Xi[(n-i)\Delta t]_{i=1}^k$  — преобразованные в цифровой код дискретные отсчеты сигнала в моменты времени  $n\Delta t$ , причем  $|\Xi[(n-i)\Delta t]_{i=1}^k| \leq \mathbf{E}_0$  для всех  $n$ ;  $\mathbf{E}_0$  — диапазон преобразования сигнала в цифровой код, обычно одинаков для всех составляющих сигнала;  $\mathbf{d}_m^* = \mathbf{0}$  — априорно заданный вектор параметров фиксированной размерности;  $T_m$  — априорно заданный временной параметр, определяющий глубину памяти или задержку сигнала относительно текущего времени  $n\Delta t$ , величина которого задается кратно временному шагу  $\Delta t$  в виде  $m\Delta t$ ;  $m$  и  $k$  — целые числа  $\geq 1$ ;  $\boldsymbol{\mu}\{\dots\}$  и  $\boldsymbol{\theta}\{\dots\}$  — векторные преобразования, вид которых раскры-

вается в зависимости от конкретного синтезированного алгоритма обнаружения разладки по соответствующим ВХ сигнала.

Векторное преобразование вводится для того, чтобы показать, что решение задачи разладки может осуществляться по набору ВХ, частным случаем которого является единственная ВХ, например просто МО. В дальнейшем для упрощения записи устанавливается временной шаг дискретизации  $\Delta t = 1$  и  $T_m = m$ .

При одном и том же преобразовании  $\theta\{\dots\}$  в отсутствие разладки для квазистационарного случайного процесса  $\xi(t)$ , описывающего сигнал, и надлежащем выборе параметров  $T_m$  и  $\mathbf{d}_m^*$  выполняется условие

$$\lim_{n \rightarrow \infty} M_{\xi} \left\{ \theta \left\{ \left\{ \Xi(n-i) \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m^* \right\} \right\} = \lim_{n \rightarrow \infty} M_{\xi} \left\{ \theta \left\{ \left\{ \Xi[(n-i)-m] \right\}_{i=1}^k, \mathbf{d}(n), \mathbf{d}_m^* \right\} \right\}, \quad (2)$$

и в этом случае  $\mathbf{d}(n+1) = \mathbf{d}(n) = \mathbf{d}_0$ , а это свойство и соответствует симметрии между настоящим и прошлым.

С другой стороны, с точки зрения теории нелинейной динамики [3, 4], значения векторного параметра  $\mathbf{d}_0$ , или множество его значений, как уже отмечалось, образуют аттрактор. При этом симметрия нарушается, если изменятся, начиная с какого-то момента времени, те или иные ВХ сигнала  $\xi(t)$ , но при этом меняется и аттрактор, для нового значения которого, тем не менее, должно сохраняться условие (2).

### Анализ при разладке по математическому ожиданию

Сходимость алгоритма будет обеспечиваться, если  $\lim_{i \rightarrow \infty} \bar{\mathbf{d}}(i) = \bar{\mathbf{d}}_0$ . Поэтому искомым параметр  $\mathbf{d}(n+1)$  можно рассматривать как некоторую статистическую или решающую функцию, по значениям которой принимается решение о возникновении разладки в сигнале  $\xi(n)$  в момент времени  $n_0$ . Решение о возникновении разладки принимается, если для решающей векторной функции выполняется условие  $|\bar{\mathbf{d}}(n_0+1-m) - \bar{\mathbf{d}}(n_0+1)| > \bar{\mathbf{d}}_{\Pi}$ , определяющее наступление разладки, где  $\bar{\mathbf{d}}_{\Pi}$  — некоторое заданное пороговое значение, или просто порог. Величина этого порога в классическом варианте определяется на основании априорных данных о виде ПРВ решающей функции, включая диапазон изменения сигнала  $E_0$ . Имеется множество вариантов решения для установления величины порога с учетом объема априорных данных о ПРВ решающей функции [1, 2]. Однако любое решение по установлению порога не пред-

усматривает возможности коррекции его величины при изменении ВХ сигнала в реальном масштабе времени в темпе с определением самой решающей функции. При осуществлении коррекции порога желательно, чтобы динамика и время коррекции были, по крайней мере, равны соответствующей динамике и времени коррекции изменения решающей функции при наступлении разладки. Возможны различные варианты дополнительных алгоритмов, отслеживающих в реальном масштабе времени изменение порога по определению какой-либо дополнительной ВХ сигнала. Важно отметить, что дополнительные алгоритмы используют информацию, получаемую по той же выборке, задержанной на заданный временной интервал, что и основной алгоритм обнаружения разладки. При этом возникает задача по поиску и определению соответствующего дополнительного алгоритма. Очевидно, что этот алгоритм должен быть связан с исходным алгоритмом, по которому решается задача разладки. По существу, в данной постановке речь идет об адаптивном варианте решения исходной задачи разладки, включая поиск величины порога при минимальной априорной информации о значениях ВХ сигнала.

Предположим, что ставится задача обнаружения разладки по изменению первого начального момента или МО сигнала. В этом случае одномерный алгоритм, для которого при  $\mu(x) = x$ ,  $\theta(x) = xT_m = m\Delta t (\Delta t = 1)$  и  $d_m = 0$ , можно представить в виде

$$d(n+1) = d(n) - \alpha_n \{ [\xi(n - T_m) + d(n)] - [\xi(n) - d(n)] \}$$

или

$$d(n+1) = d(n) - \alpha_n \left\{ \left[ \overset{0}{\xi}(n - T_m) - m_{\xi 1} + d(n) \right] - \left[ \overset{0}{\xi}(n) - m_{\xi 2} - d(n) \right] \right\}, \quad (3)$$

где  $\overset{0}{\xi}(n)$  — центрированная случайная последовательность;  $m_{\xi 1}$  и  $m_{\xi 2}$  — МО случайной последовательности  $\xi(t)$ , причем

$$M_{\xi} \{ \xi(n) \} = \begin{cases} m_{\xi 1} & \text{при } n - T_m < n \leq n_0; \\ m_{\xi 2} & \text{при } n > n_0; \end{cases}$$

$n_0$  — момент наступления разладки.

При появлении разладки в сигнале по МО в виде скачка получаем

$$d_0 = (\Delta m / 2),$$

где  $\Delta m$  — величина скачка, равного отклонению МО случайного процесса  $\xi(t)$  или сформированной из него последовательности с момента времени  $n_0$ .



Для исследования свойств алгоритма (3) достаточно оценить его сходимость по первым двум моментам. Если МО сигнала  $\xi(n)$  остается постоянным, то в среднем алгоритм (3) сходится к нулю и, следовательно, точечный аттрактор независимо от значения МО сигнала равен нулю. Если же в текущий момент времени  $n_0$  произошло скачкообразное изменение МО на величину  $\Delta m$ , то разность средних задержанного и текущего значений сигнала отлична от нуля и параметр  $d(n)$  в среднем на интервале запаздывания  $T_m$  начинает расти с момента времени  $n_0$  в соответствии с законом

$$\bar{d}(n) = \bar{d}(0)(1-2\alpha)^n + \frac{\Delta m_\xi}{2} [1 - (1-2\alpha)^n]$$

или

$$\bar{d}(n) = \left[ d(0) - \frac{\Delta m_\xi}{2} \right] (1-2\alpha)^n + \frac{\Delta m_\xi}{2}.$$

При достаточно малом  $\alpha < 1$  и начальном значении  $d(0) = 0$  получаем

$$\bar{d}(n) \approx \frac{\Delta m_\xi}{2} [1 - \exp(-2n\alpha)].$$

Далее, для конкретизации параметров  $\alpha$  и  $T_m$  необходима оценка второго момента искомого параметра при изменении  $n$ . Представим алгоритм (3) в эквивалентном виде при условии, что  $\Delta m_\xi = 0$  и  $v(k) = d(k) - \Delta m_\xi = d(k)$ , ( $k = n + 1$  и  $k = n$ ):

$$d(n+1) = d(n)(1-2\alpha) - 2\alpha \left[ \frac{\xi(n-T_m) - \xi(n)}{2} \right]. \quad (4)$$

Выполняя итерации, получаем

$$d(n+1) = d(0)(1-2\alpha)^n - 2\alpha \sum_{i=0}^{n-1} \left[ \frac{\xi(i-T_m) - \xi(i)}{2} \right] (1-2\alpha)^{n-1-i}.$$

Возводя правую и левую части алгоритма (4) в квадрат и усредняя по случайным величинам  $\xi(n)$  при фиксированном такте итерации с учетом очевидного равенства

$$M_\xi \left\{ \frac{\xi(n-T_m) - \xi(n)}{2} \right\} = 0,$$

приходим к выражению для определения дисперсии

$$D_d(n+1) = D_d(0)(1-2\alpha)^{2n} + \alpha^2 M_\xi \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} \times \left[ \frac{\xi(i-T_m) - \xi(i)}{2} \right] \left[ \frac{\xi(j-T_m) - \xi(j)}{2} \right] (1-2\alpha)^{2(n-1)-i-j} \right\}. \quad (5)$$

Если предположить, что сигнал описывается моделью случайного процесса с независимыми приращениями, то в (5) целесообразно провести усреднение при фиксированном текущем такте итерации  $n$ . В результате приходим к следующему итерационному уравнению:

$$D_d(n+1) = D_d(n)(1-2\alpha)^2 + \alpha^2 M_\xi \left\{ \left[ \frac{\xi(n-T_m) - \xi(n)}{2} \right]^2 \right\}, \quad (6)$$

где  $D_d(n+1)$  и  $D_d(n)$  — дисперсия параметра  $d(n)$  для  $(n+1)$ -го и  $n$ -го тактов итерации относительно аттрактора.

Рассмотрим дисперсию разности сигнала, которую представим в виде

$$M_\xi \left\{ \left[ \frac{\xi(n-T_m) - \xi(n)}{2} \right]^2 \right\} = 2\sigma_\xi^2 (1-r(T_m)),$$

где  $\sigma_\xi^2$  — дисперсия сигнала;  $r(T_m)$  — нормированная автокорреляционная функция (НАКФ) для установленной временной задержки  $T_m$ .

Предполагается, что на рассматриваемом интервале времени сигнал описывается квазистационарным случайным процессом с НАКФ, равной  $r(\tau)$ .

Решая методом подстановки итерационное уравнение (6), приходим к равенству

$$D_d(n) = D_d(0)\beta^n + \frac{2\alpha^2\sigma_\xi^2(1-r(T_m))}{1-\beta} (1-\beta^n), \quad (7)$$

где  $\beta = (1-2\alpha)^2$ .

В начальный момент  $D_d(0) = 0$ , поэтому (7) представим в виде

$$D_d(n) = \frac{2\alpha^2\sigma_\xi^2(1-r(T_m))}{1-\beta} - \beta^n \left[ \frac{2\alpha^2\sigma_\xi^2(1-r(T_m))}{1-\beta} \right]. \quad (8)$$

Дисперсия (8) при  $n = 0$  соответствует начальной неопределенности при определении временной задержки  $T_m$ , когда устройство, реализующее рассматриваемый алгоритм, только запускается в работу. Как следует из (8), в начальный момент или момент «старта» алгоритма ( $n = 0$ ) по отслеживанию изменения параметра  $T_m$  дисперсия минимальна. А это значит, что и соответствующие ошибки при обнаружении разладки алгоритма минимальны.

По мере возрастания времени наблюдения данная дисперсия стремится к финальной дисперсии, которая при отсутствии разладки определяется по формуле

$$\lim_{n \rightarrow \infty} D_d(n) \approx \frac{\alpha}{2} \sigma_\xi^2 (1-r(T_m)). \quad (9)$$

В рассматриваемом варианте в соответствии с (6)–(9) установлено, что дисперсия порога зависит от параметра  $\alpha$ , дисперсии и НАКФ сигнала. Поэтому если бы были известны эти параметры, то, учитывая тот факт, что при достаточно малом значении параметра  $\alpha$  ПРВ решающей функции приближается к гауссовой ПРВ, выбор порога можно было бы осуществить, используя известный классический подход [1].

Представляет интерес рассмотрение случая, когда сигнал описывается общей моделью случайного стационарного процесса. При этом для оценки отличия (5) и (7) выполним усреднение в (7) с учетом стационарности случайного процесса на наблюдаемом интервале времени. В результате получаем следующее эквивалентное (5) выражение:

$$D_d(n+1) = D_d(0)\beta^n + \alpha^2 \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{j=0}^{n-1} [2R(k) - R(k-T_m) - R(k+T_m)] \beta^{(n-1-j)-\lfloor k/2 \rfloor}, \quad (10)$$

где  $R(\dots)$  — автокорреляционная функция сигнала на наблюдаемом интервале времени.

Выполняя суммирование с учетом того, что  $D_d(0) = 0$ , получаем

$$D_d(n+1) = \alpha^2 \sum_{k=0}^{n-1} [2R(k) - R(k-T_m) - R(k+T_m)] \times \frac{1 - \beta^{n-k}}{1 - \beta} \beta^{-\lfloor k/2 \rfloor}$$

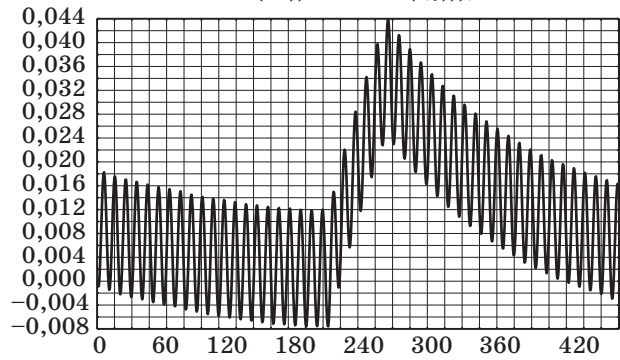
или

$$D_d(n+1) \approx \frac{\alpha D_\xi}{2} \sum_{k=0}^{n-1} [2r(k) - r(k-T_m) - r(k+T_m)] \times (1 - \beta^{n-k}) \beta^{-\lfloor k/2 \rfloor}, \quad (11)$$

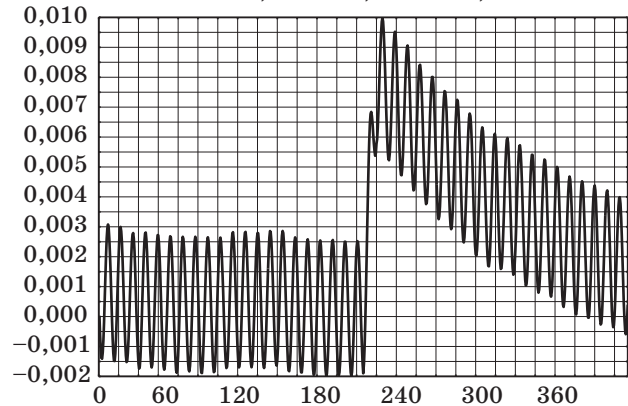
где  $D_\xi$  — дисперсия сигнала и  $1 - \beta \approx 2\alpha$ .

Из (11) следует, что искомая дисперсия в зависимости от изменения числа тактов итерации имеет достаточно сложную зависимость от НАКФ и временного параметра  $T_m$ , который устанавливается априорно. Вместе с тем так же, как и в (8), с ростом числа тактов итерации в (11) дисперсия возрастает от нуля до некоторого фиксированного значения. На рисунке показан пример результата моделирования алгоритма разладки по МО для гармонического сигнала со случайно изменяющейся фазой с разными значениями параметра  $T_m$ . Из результатов моделирования, приведенных на рисунке, следует, что существует оптимальное значение параметра задержки  $T_m$ , при которой возможно наиболее эффективное обнаружение разладки при минимальном времени за-

N1:=400; r:=0.053; k:=0.002;  
d1:=0.2; h:=0.25; r1:=0.01;  
data(i+1,j):=data(i,j)-k\*(sin(2\*Pi\*r\*(i+h\*N1)+  
normal(r1))+d+data(i,j)-(sin(2\*Pi\*  
i+normal(r1))+d1-data(i,j)));



N1:=400; r:=0.053; k:=0.002;  
d1:=0.2; h:=0.05; r1:=0.01;



■ Результаты моделирования гармонического сигнала для разных значений параметра  $T_m = h \cdot N1$ : r1 — СКО гауссова шума; r — частота гармонического сигнала; d — величина скачка МО; k — шаг итерации

держки с момента ее возникновения. Значение этого параметра в условиях априорной неопределенности должно устанавливаться адаптивно в зависимости от вида НАКФ по наблюдению за сигналом в реальном масштабе времени. Это можно выполнить, если использовать, как это будет показано ниже, соответствующий адаптивный алгоритм.

Известно также, что на интервале стационарности для НАКФ выполняется неравенство  $-1 \leq r(k) \leq 1$ . Причем для определенного значения  $k = k_{\text{кор}}$  выполняется условие  $|r(k_{\text{кор}})| \leq \epsilon_0$ , где  $\epsilon_0 \ll 1$ . На рисунке видно, что характеристики алгоритма, отслеживающего один и тот же по величине скачок постоянной составляющей гармонического сигнала, существенно зависят от параметра задержки  $T_m$ .

Рассмотрим случай, когда в момент времени  $n_0$  МО сигнала скачком увеличилось на величину

$\Delta m_\xi$  или произошла разладка по МО, тогда (4) представится в виде

$$v(n+1) = v(n) + 2\alpha \left[ \frac{\xi(n-T_m) - \xi(n)}{2} + v(n) \right],$$

где  $v(i) = d(i) - (\Delta m_\xi)/2$  при  $i = n + 1$  и  $i = n$  для  $(n + 1)$ -го и  $n$ -го тактов итерации соответственно.

В этом случае искомая дисперсия определяется аналогично формулам (7) и (8) с той лишь разницей, что МО параметра  $d(i)$  в момент разладки смещается на величину  $\Delta m_\xi/2$ .

### Адаптивный алгоритм временной дискретизации и его применение при обнаружении разладки

Для обеспечения инвариантности временного параметра  $T_m$  к НАКФ при отсутствии априорных данных о ее виде в качестве дополнительного адаптивного алгоритма целесообразно выбрать алгоритм вида

$$T_m(n+1) = T_m(n) - \alpha_t \mu \{ \theta[\xi[n - T_m(n)] - \xi(n)] - \varepsilon_0 \}, \quad (12)$$

где  $n$  — шаг итерации при  $\Delta t = 1$ ;  $\alpha_t$  — заданная постоянная величина, обеспечивающая сходимость алгоритма;  $\varepsilon_0$  — заданное значение функции меры  $\theta[\dots]$ ;

$$\begin{aligned} & \mu \{ \theta[\xi[n - T_m(n)] - \xi(n)] - \varepsilon_0 \} = \\ & = \frac{\partial}{\partial \theta[\dots]} \Psi^* \{ \theta[\xi[n - T_m(n)] - \xi(n)] - \varepsilon_0 \} \Big|_{T_m(n)=T_{m0}}; \end{aligned}$$

$T_{m0}$  — стационарное значение искомого параметра для рассматриваемого алгоритма.

Сходимость в среднем данного алгоритма оценивается по формуле (5). Если оба преобразования выбираются в соответствии с квадратичной функцией меры, то алгоритм (12) приобретает вид

$$T_m(n+1) = T_m(n) - \alpha_t \{ [\xi[n - T_m(n)] - \xi(n)]^2 - \varepsilon_0^2 \}, \quad (13)$$

где  $\varepsilon_0$  — постоянная величина, априорно устанавливаемая исходя из общих ограничений, исходно накладываемых на сигнал по граничной частоте его спектральной функции и диапазону изменения по уровню с учетом требования устойчивости алгоритма [5, 6].

Алгоритм (13) сходится к стационарной точке  $T_{m0}$ , при которой устанавливается равенство

$$\sigma_\xi^2 [1 - r(T_{m0})] = \varepsilon_0^2. \quad (14)$$

После некоторого упрощения его можно представить в приближенном виде

$$\sigma_\xi T_{m0} \sqrt{r''(0)} \approx \varepsilon_0. \quad (15)$$

Равенства (14) и (15) выполняются при надлежащем выборе параметра  $\varepsilon_0$  для любой НАКФ в силу ее монотонного убывания в окрестности нуля. Вопрос с подстройкой уровня порога для обнаружения разладки на основе применения дополнительного алгоритма (13) с учетом (14) и (15) решается уже с привлечением классической задачи проверки простой гипотезы  $H_0$  о значении МО гауссова распределения вероятностей, дисперсия которого известна, против сложной альтернативы  $H_1$  [1]. Использование классического подхода в этом случае базируется на том, что искомым параметром  $d(n)$  при достаточно малом шаге итерации стремится к гауссовому распределению. Это утверждение доказывается, например, для алгоритма стохастической аппроксимации [5]. С учетом сказанного при условии, что МО при отсутствии разладки в сигнале равно нулю, величину требуемого порога определяем в соответствии с формулой

$$d_n = \lambda_{1-\delta} \sqrt{\sigma_\xi^2 (1 - r(T_{m0}))} = \lambda_{1-\delta} \varepsilon_0, \quad (16)$$

где  $\lambda_{1-\delta}$  — квантиль уровня  $\delta$  [1].

Таким образом, в соответствии с (16) в результате действия алгоритма (13) устанавливается величина порога независимо от вида НАКФ. В этом случае не используются априорные данные о НАКФ сигнала. Следовательно, задавая априорно постоянную величину  $\varepsilon_0$ , можно гарантировать (конечно, с определенной достоверностью из-за некоторой флуктуации искомого параметра) нужное значение временного параметра  $T_{m0}$ , инвариантное к изменению дисперсии и НАКФ. Кроме того, динамика изменения данного параметра дает дополнительную информацию о возникновении разладки не только в МО, но и в дисперсии и НАКФ. Вместе с тем равенство (16) не позволяет ответить на вопрос, какая именно из входящих в нее ВХ (дисперсия или НАКФ) подверглась изменению. Однако и на этот вопрос можно найти ответ, если ввести дополнительно алгоритм вида

$$T_m(n+1) = T_m(n) - \Delta t \{ [\xi[n - T_m(n)] - \xi(n)]^2 - \varepsilon_0^2 \xi^2[n - T_m(n)] \}. \quad (17)$$

Тогда, как это нетрудно показать [6, 7], для алгоритма (17) искомое значение временного параметра находится в соответствии с формулой

$$T_{m0} \approx \frac{\varepsilon_0}{\sqrt{r''(0)}},$$

и мы получаем дифференцированную информацию для выделения соответствующей ВХ, влияющей на разладку сигнала. При этом возникает уже необходимость определить величину порога для временного параметра  $T_{m0}$ . Однако эта задача решается уже проще, путем введения дополнительных алгоритмов аналогичного типа, но с заданным значением постоянной  $\varepsilon_{01} > \varepsilon_0$ . В соответствии с алгоритмом (13) следующее установленное значение временного параметра  $T_{m01}$  для постоянной величины  $\varepsilon_{01}$  дает дополнительную информацию об обнаружении момента наступления разладки.

Было установлено [6, 7], и это непосредственно вытекает из (16), что для сходимости алгоритма (13) необходимо параметр  $\varepsilon_0$  выбирать таким, чтобы интервал  $T_{m0}$  не превышал интервал корреляции сигнала  $k_{кор}$ . Возможны и другие варианты подстройки требуемого параметра  $T_{m0}$ . Преимущество адаптивных алгоритмов заключается, прежде всего, в том, что выбранное множество контролируемых параметров измеряется (определяется) итерационно по поступающим в реальном масштабе времени текущим значениям последовательности, а не по всей выборке  $\{X(t_i)\}_{i=1}^n$ . При этом необходимые преобразования и проверка гипотез  $H_0$  и  $H_1$  с помощью установленного решающего правила осуществляется после каждого такта итерации. Такая стратегия при обнаружении изменения свойств сигналов позволяет в реальном масштабе времени, т. е. в темпе с посту-

плением данных, принимать решение о наличии или отсутствии изменений в сигнале по наблюдаемому параметру.

### Заключение

Применение адаптивного алгоритма допускает наличие только самой общей априорной информации о сигнале на диапазон его изменения по частоте и амплитуде. Отметим, что предложенный метод также связан с определенной инерционностью рассматриваемых алгоритмов, которая вытекает из-за введения конечного шага итерации, необходимого для получения и накопления информации о ВХ сигнала. Однако такая инерционность неизбежна при решении любой статистической задачи, а в предложенном подходе эта инерционность в определенной степени минимизирована.

Предложенный алгоритм обнаружения разладки случайных квазистационарных процессов по математическому ожиданию с применением адаптивного алгоритма временной дискретизации эффективен при контроле, например, технологических процессов, динамика которых описывается моделью квазистационарных процессов с изменяющейся спектральной функцией на интервалах нестационарности. Данный алгоритм может быть использован также при решении задач диагностики в медико-технических приложениях на базе современных информационных и компьютерных технологий.

### Литература

1. Цейтлин Н. А. Из опыта аналитического статистика. — М.: Солар, 2007. — 906 с.
2. Баввиль М. и др. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем: пер. с англ. / Под ред. М. Баввиль, А. Банвениста. — М.: Мир, 1989. — 278 с.
3. Малинецкий Г. Г. Математические основы синергетики: Хаос, структуры, вычислительный эксперимент. Изд. 5-е. — М.: ЛКИ, 2007. — 312 с.
4. Берже П., Помо И., Видаль К. Порядок в хаосе. О детерминистском подходе к турбулентности: пер. с англ. — М.: Мир, 1991. — 368 с.
5. Вазан М. Стохастическая аппроксимация / пер. с англ. Э. М. Вайсборда; под ред. Д. Б. Юдина. — М.: Мир, 1972. — 295 с.
6. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Ч. 1: Исследование свойств // Информационно-управляющие системы. 2011. № 2(51). С. 8–15.
7. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Ч. 2: Сравнительный анализ и численные данные // Информационно-управляющие системы. 2011. № 3(52). С. 9–14.

УДК 004.75

## УПРАВЛЕНИЕ МОДЕРНИЗАЦИЕЙ АСУ ПРЕДПРИЯТИЕМ НА ОСНОВЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДДЕРЖКИ ЕЕ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА

**В. Г. Гришаков,**

канд. техн. наук, ст. помощник начальника отдела

**И. В. Логинов,**

канд. техн. наук, инженер

**Д. В. Христенко,**

канд. техн. наук, начальник отдела

Академия ФСО России, г. Орел

*Рассмотрен подход к управлению модернизацией АСУ предприятием на основе информационной поддержки ее жизненного цикла. Интеграция данных обо всех компонентах АСУ предприятием — от анализа потребностей предприятия и пользователей до сведений о введенных в эксплуатацию компонентах — позволяет улучшить управляемость и за счет этого повысить эффективность функционирования АСУ предприятия.*

**Ключевые слова** — автоматизированная система управления предприятием, жизненный цикл, модернизация, информационная поддержка.

### Введение

Автоматизированная система управления предприятием (АСУП) оказывает существенное влияние на эффективность его функционирования и является неотъемлемым элементом современного предприятия. Она включает множество компонентов, автоматизирующих выполнение технологических и управленческих процессов предприятия в ходе производства продуктов и услуг. Задача совершенствования предприятия, в том числе путем улучшения качества процессов и выпускаемых продуктов, изменение внешней обстановки обуславливают необходимость непрерывной модернизации АСУП с целью повысить эффективность автоматизации процессов предприятия.

Управление модернизацией АСУП осуществляет система административного управления (САУ), которая объединяет множество информационно-управляющих систем по мониторингу, анализу, поддержке принятия решений и их реализации. Каждая информационно-управляющая система использует собственную информационную модель, отражающую отдельные свойства компонентов АСУП, например, потребности пользователей, параметры качества обслужива-

ния, параметры функционирования технических устройств. Интеграция моделей в основном осуществляется в ручном режиме, при котором происходит потеря значительного объема данных, что связано с различием используемых представлений одинаковых компонентов АСУП в различных моделях. В целях повышения эффективности использования данных об АСУП предлагается осуществлять интеграцию данных на основе единой информационной модели. Управление на основе единой информационной модели предполагает применение ИПИ-подхода — концепции информационной поддержки жизненного цикла (ЖЦ) продукта (CALS) [1]. В нотации данного подхода модернизированное состояние АСУП выступает в роли выпускаемого продукта, а САУ — в роли виртуального предприятия по выпуску продукта.

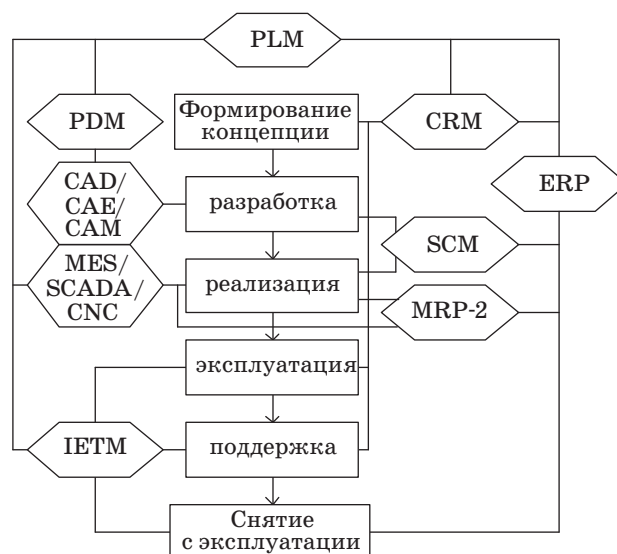
В настоящее время ИПИ-подход широко применяется для управления ЖЦ инновационных и сложных продуктов [2]. При этом вопросы его использования для управления модернизацией АСУП практически не рассмотрены. Потребности в повышении эффективности управления модернизацией АСУП определяют актуальность решения задачи применения ИПИ-подхода к процессам управления АСУП.

## Информационная поддержка жизненного цикла продукта

Информационная поддержка ЖЦ продукта предполагает создание и развитие гибридной информационной модели продукта, которую наполняют и используют информационно-аналитические системы по управлению частными процессами выпуска продукта. Для разработки иерархической информационной модели и ее поддержки применяются две серии стандартов: ГОСТ Р ИСО 10303 «Системы автоматизации производства и их интеграция. Представление данных об изделии и обмен этими данными» и ГОСТ Р ИСО 13584 «Системы автоматизации производства и их интеграция. Библиотека деталей». Серия стандартов ГОСТ Р ИСО 10303 предназначена для определения формы однозначного машинно-ориентированного представления данных об изделии (информационной модели). Для описания информационной модели используется формальный язык EXPRESS, который позволяет описать данные и ограничения применительно к информационной модели компонентов АСУП. На основе данного языка используется четыре типа графических моделей: структуры ресурсов, прикладные функциональные модели, эталонные модели и интерпретированные модели. Для графического моделирования используются графические представления EXPRESS-G, IDEF0, IDEF1X, NIAM. Серия стандартов ГОСТ Р ИСО 13584 предназначена для интеграции множества информационных моделей в рамках библиотеки.

На основе единой гибридной информационной модели поддерживается интегрированная информационная среда. Для такой среды осуществляется поддержка целостности данных и возможности их повторного использования. Информационная модель продукта тесно связана с ЖЦ, поскольку на различных этапах и процессах выделяются различные по важности компоненты. Жизненный цикл продукта как системы определен в ГОСТ Р ИСО 15288:2008 «Системная и программная инженерия. Процессы жизненного цикла систем», который предполагает наличие у каждой системы набора переходящих друг в друга этапов ЖЦ и процессов. Для управления каждым этапом и процессом ЖЦ продукта существует набор гибридных информационно-управляющих и информационно-аналитических систем, автоматизирующих управление и выполнение отдельных процессов. Общая структура АСУП и ее влияние на этапы ЖЦ представлены на рис. 1.

Управление данными (информационной моделью) возлагается на PLM-системы (Product Lifecycle Management), которые осуществляют под-



■ **Рис. 1.** Интеграция данных о продукте множества информационно-управляющих систем в рамках АСУП

держку данных о продукте на протяжении всех этапов ЖЦ. При этом ИПИ-подход является методологией формирования единого информационного пространства о продукте, обеспечивающей создание и взаимодействие всех автоматизированных систем. Средством реализации ИПИ-подхода как раз и являются PLM-системы. При реализации целей и задач ИПИ-подхода придерживаются следующих принципов:

- информационная поддержка всех этапов ЖЦ продукта;
- единство представления и интерпретации данных в процессах информационного обмена между автоматизирующими системами АСУП;
- доступность информации для всех участников ЖЦ продукта;
- унификация и стандартизация средств взаимодействия подсистем;
- поддержка процедур совмещенного проектирования продуктов.

В настоящее время развитие PLM-систем связано с объединением технологической информации от PDM-, MES-, IETM-систем, что не в полной мере определяет законченную информационную модель продукта. Для создания полной информационной модели, учитывающей все этапы и процессы ЖЦ продукта, необходимо интегрировать существующие PLM-системы с системами управления ресурсами предприятия (ERP), управления взаимодействием с клиентами (CRM) и управления цепочками поставок (SCM), которые описывают дополнительные параметры продукта с точки зрения обеспечения его производства в рамках расширенного предприятия.

Для реализации PLM-систем предложены три группы технологий [3]:

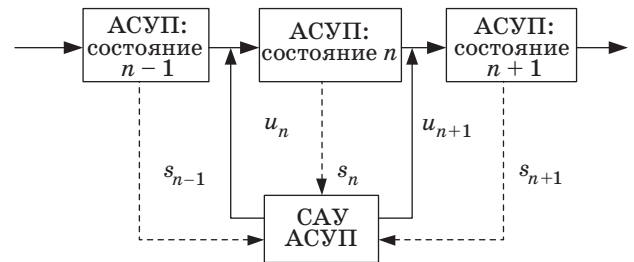
- реинжиниринг бизнес-процессов ЖЦ продукта;
- представление данных о продукте в виде единой информационной модели;
- управление единой информационной моделью наукоемкого продукта.

Информационная модель продукта является основой для управления ЖЦ. В литературе рассматривается базовая модель продукта (Core Product Model — СРМ), создание которой связано с необходимостью наличия для успешного функционирования PLM-систем достоверных, полных и эффективных моделей данных [4]. Рассматриваются расширенные модели данных о продукте: Open Assemble Model, Product Semantic Representation Language, Design-Analysis Integration, Product Family Evolution Model, Heterogeneous Material Model, Mechatronic Device Model, Embedded System Model [5]. На базе PLM осуществляется проектирование процессов и средств их автоматизации на основе интерфейсов взаимодействия [6]. Для управления конфигурациями — спецификациями информационной модели — реализуется конфигурационное управление на основе построения моделей в PLM-системах [7].

Существующие PLM-системы нашли широкое распространение для управления ЖЦ продуктов, в том числе близких по типу к АСУП электронных систем [8]. Современный рынок PLM составляет около 25 млрд дол. (согласно CIMdata). Среди крупнейших PLM-систем выделяются Dassault Systemes ENOVIA, Lotsia PLM, Oracle PLM, SAP PLM, Siemens A&D UGS PLM Software TeamCenter. Среди российских систем отмечают «Лоцман: PLM» и «1С: PDM 2.0». Успешное внедрение ИПИ-подхода позволяет использовать его и в других сферах деятельности, в частности для организации управления ЖЦ АСУП.

### Управление жизненным циклом АСУП на основе гибридной модели

Автоматизированная система управления предприятием является сложной организационно-технической системой со множеством элементов. В процессе развития состояние АСУП, характеризующееся системой уровней качества предоставляемых информационных, телекоммуникационных и автоматизирующих услуг (ИТ-услуг), последовательно изменяется. Переходом из одного состояния в другое управляет система административного управления. В связи с этим процесс развития АСУП можно представить в виде смены ее состояний, происходящих под влиянием управляющих воздействий. В качестве таких воздей-



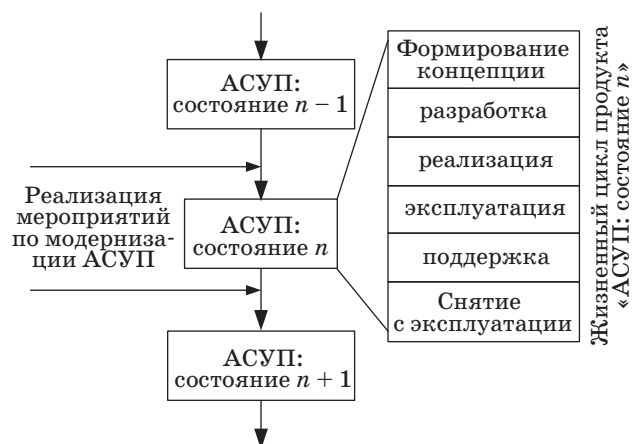
■ Рис. 2. Модель развития АСУП как управляемая смена состояний

ствий рассматриваются мероприятия модернизации, проводимые системой административного управления (рис. 2).

Представленная модель АСУП позволяет применить к ней ИПИ-подход. В терминах ИПИ-подхода состояние АСУП представляет собой продукт, а система административного управления АСУП — виртуальное предприятие по выпуску продуктов — состояний АСУП. У состояния АСУП можно выделить виртуальные этапы ЖЦ. При этом ЖЦ состояния АСУП по времени функционирования превосходит время нахождения АСУП в данном состоянии (рис. 3).

Жизненный цикл состояния АСУП определяет последовательность этапов подстройки АСУП под требования предприятия и условия внешней среды. Для описания ЖЦ используется серия стандартов ISO 15288:2008. Следует отметить, что для описания этапов и процессов ЖЦ АСУП применяются и более адекватные адаптации моделей ЖЦ под реальные требования предметной области, в частности, модели Зачмана и их дальнейшие модификации [9].

На различных этапах и процессах ЖЦ для автоматизации деятельности сотрудников САУ АСУП, основой которой являются ИТ-подразделения предприятия, применяется множество ин-



■ Рис. 3. Отображение жизненного цикла продукта на смену состояний АСУП



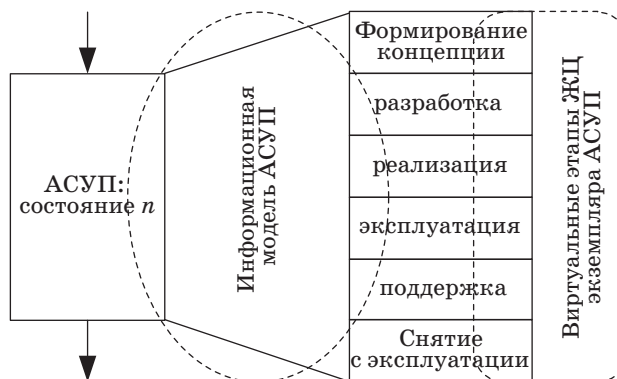
■ Рис. 4. Средства управления жизненным циклом АСУП

формационно-аналитических систем (рис. 4). Их основной частью являются средства автоматизации оперативного управления, которые решают задачи администрирования в соответствии с концепцией ITSM. Для управления ИТ-инфраструктурой предприятия, являющейся технической составляющей АСУ, существует несколько крупных системных информационно-аналитических систем: HP OpenView, Tivoli (IBM), System Center (Microsoft), Unicenter (Computer Associates). Значительную роль в функциональном разделении элементов информационно-аналитических систем играет стандарт ISO 20000, определяющий основные функциональные компоненты в пяти основных группах процессов: управление оказанием услуги, управление взаимоотношениями, управление решением проблем, управление проблемами и управление состояниями. В рамках других этапов используются дополнительные информационно-аналитические системы: мониторинга потребностей и состояния, анализа данных, проектирования, разработки, моделирования, управления проектами и др.

Система оперативного управления использует в своей работе данные об управляемых объектах. Согласно терминологии ITIL, управление конфигурационными данными осуществляет система управления конфигурациями (Configuration Management System — CMS), под управлением которой находятся данные о ЖЦ конфигурационных элементов. В качестве конфигурационных элементов выступают актив, компонент сервиса и любой другой управляемый ИТ-элемент, к которым относятся ЖЦ сервиса, сервис, организационные, внутренние, внешние и интерфейсные конфигурационные элементы. Данные о конфигурационных элементах содержатся в базе данных о конфигурации (CMDB) [10].

К информации о конфигурации предъявляются требования актуальности, достоверности и востребованности. Управление на основе конфигурационной информации тесно связано с управлением на основе информационной модели (Model Driven Configuration Management — MDCM). Однако указанные модели ориентированы на представление компонентов АСУП с точки зрения оперативного управления на этапе эксплуатации. Использование ИПИ-подхода предполагает создание единой информационной модели АСУ на всех этапах ЖЦ. В соответствии с данным подходом для совершенствования управления ЖЦ АСУП необходимо расширить информационную модель на все этапы и процессы ЖЦ. Это приведет к созданию единой информационной модели, описывающей ИТ-инфраструктуру (как элементов конфигурационного управления, так и других контролируемых элементов, например, информационно-справочных), а также взаимодействующих элементов предприятия в соответствии с информационной моделью предприятия (рис. 5).

Информационная модель пронизывает все процессы и стадии ЖЦ и объединяет данные о компонентах АСУП. Использование ИПИ-подхода на основе единой модели позволяет совершенствовать организационную схему управления ЖЦ состояния АСУП, в том числе внедрить системы и средства управления этапами формирования концепции (процессы определения потребностей пользователей, в том числе их формирования), разработки и реализации ИТ-сервисов (процессы управления ИТ-проектами, проектирования инфраструктуры и сервисов, внедрения сервисов). Управление состоянием АСУП на всех стадиях ЖЦ происходит аналогично управлению продуктом и связано с разработкой и последующим внедрением набора сервисов. При этом осуществляется активное выявление и формиро-



■ Рис. 5. Интеграция единой информационной модели АСУП для управления всем жизненным циклом



вание потребностей пользователей АСУП в новых продуктах, в том числе за счет технических, организационных и маркетинговых мер. Для управления всем ЖЦ требуется модификация САУ АСУП путем включения в ее состав дополнительных информационно-аналитических средств наподобие PLM-систем, гибридных моделей компонентов АСУП, а также совершенствования методов работы персонала ИТ-подразделения по управлению процессами модернизации АСУП.

### Система административного управления жизненным циклом АСУП

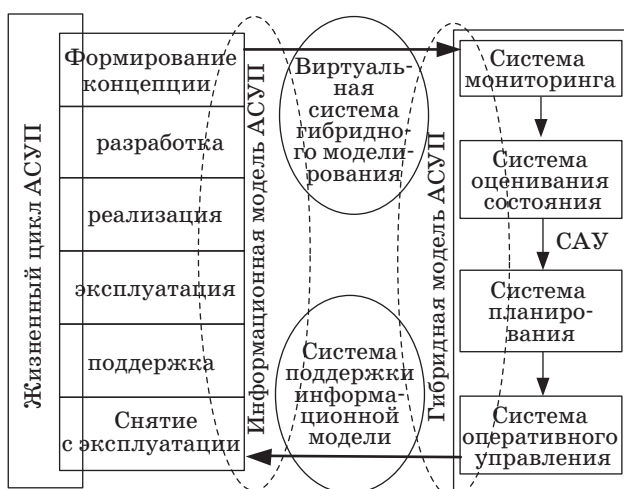
Модернизацию информационно-вычислительной сети АСУП осуществляет подразделение головного администрирования, опираясь на перспективный план развития АСУП, который формируется на основе задач, стоящих перед предприятием. При этом перспективный план развития АСУП носит долгосрочный характер и строится на прогнозах состояния предприятия и внешней среды (прогнозах развития рынка и смежных отраслей). САУ жизненным циклом АСУП базируется на исходной архитектуре ИТ-подразделения и включает подсистемы мониторинга, оценивания состояния, планирования и оперативного управления (рис. 6). Основным отличием от исходных моделей организации является расширение функциональности, связанное с необходимостью управления АСУП на всех этапах ЖЦ. При этом если в рамках исходной САУ функции планирования и управления предоставлялись ИТ-сервисами (ERP- и MES-систем АСУП) реализованы на достаточно высоком уровне, то функции взаимодействия с пользователями и внешней средой, а также управления приобретением внеш-

них сервисов (SCM- и CRM-систем) должны быть расширены.

Расширение функциональных возможностей подсистем САУ предполагает совершенствование отдельных ее компонентов с точки зрения как процессов, так и технического оснащения. При этом САУ может быть представлена в виде виртуального предприятия, осуществляющего поддержку АСУП [11]. Совершенствование системы мониторинга направлено на повышение эффективности сбора данных не только о состоянии технических устройств и информационно-аналитических систем, но и о потребностях пользователей в новой функциональности, недостатках функционирования информационно-аналитических систем, технологиях и системах повышения автоматизации бизнес-процессов предприятия. Функциональность системы оценивания состояния должна быть расширена в направлении определения потребностей пользователей к инновациям, их готовности к освоению новых информационно-аналитических систем, способности новых технологий улучшить бизнес-процессы предприятия и повысить эффективность производства продукции. Совершенствование системы планирования направлено на более полный учет целей и задач предприятия, условий функционирования, наличия новых технологий выполнения процессов выпуска продуктов, а также на совершенствование процессов подготовки проектов модернизации. Расширение функциональности системы оперативного управления связано с повышением уровня взаимодействия с пользователями по их технической и методической поддержке. Расширение функциональности САУ направлено на расширение процессов управления АСУП на весь ЖЦ, что приводит к совершенствованию процессов и результативности модернизации.

Важным аспектом совершенствования САУ является обеспечение ее интеллектуальности путем использования при ее создании технологий сетей распределенных экспертно-моделирующих систем [12]. Использование таких сетей обеспечивает, с одной стороны, возможность генерации целей и задач административного управления в контуре синтеза цели, а с другой стороны, применение экспертных методов и возможность накопления опыта по развитию АСУП и ее компонентов на всех этапах ЖЦ в контуре достижения цели. Синтез целей и задач администрирования обеспечивается возможностью выбора на уровне всей АСУП перспективных направлений совершенствования, компоненты для реализации которых и создаются на основе синтезированных целей.

Основу интеллектуальности САУ составляет использование экспертов в комбинации с гибридным моделированием и методами хранения зна-



■ Рис. 6. Система административного управления жизненным циклом АСУП

ний для подготовки предложений по развитию компонентов АСУП и ИТ-инфраструктуры. При этом задействуются как внутренние, так и внешние эксперты, являющиеся квалифицированными специалистами по развитию выделенных компонентов. Для обеспечения их работы создается система снабжения методическими, инструментальными и информационными ресурсами, а также среда взаимодействия, предназначенная для организации гибких экспертных групп при формировании и обосновании предложений по развитию. Вопросы методической поддержки затрагивают технологии модернизации и проектирования компонентов АСУП (методы синтеза, аналогии, технологии проектирования через модель [13, 14]). Для создания экспертных групп, а также оценивания их предложений используются методы очной, очно-заочной и виртуальной экспертизы. В качестве инструментов выступает все многообразие технических средств, которые применяются при интеллектуальном сборе и анализе данных о компонентах АСУП.

Второй важной особенностью САУ — виртуальных предприятий является совершенствование используемых в процессе модернизации гибридных моделей АСУП, которые чаще всего формализуются в виде информационно-логических моделей. Модель АСУП, предназначенная для использования в процессах модернизации, является аналогом распределенной гибридной модели, созданной для целей администрирования.

Гибридная модель АСУП используется для проверки адекватности предлагаемых проектных решений по модернизации АСУП. Гибридная модель разрабатывается на основе единой информационной модели ЖЦ АСУП. В рамках САУ в процессе административного управления генерируется множество интерпретаций информационной модели, например спецификации ИТ-инфраструктуры и компонентов, модели конфигурационного управления [15], используемые в частных процессах управления АСУП. Управление гибридными моделями осуществляется с использованием системы автоматизации, являющейся составной частью виртуальной системы гибридного моделирования (см. рис. 6). Гибкость модели определяется возможностью ее адаптации под структуру АСУ конкретного предприятия за счет структурной и параметрической настройки. При этом реализуются механизмы внедрения дополнительных моделей, в том числе агрегированных, для описания новых компонентов АСУП и ИТ-инфраструктуры. В состав виртуальной системы гибридного моделирования входят средства локального и удаленного моделирования, базы моделей и методики моделирования, система управления запросами на моделирование.

Для накопления опыта модернизации и оперативного управления АСУП осуществляется непрерывное пополнение базы моделей и методик по моделированию АСУП путем:

- создания новых базовых и гибридных моделей администраторами в рамках САУ;
- получения моделей при закупке ИТ-компонентов от внешних поставщиков и интеграторов;
- получения моделей и методик из внешних источников, в частности через сеть Интернет.

Внедрение новых моделей в единую гибридную модель АСУП повышает ее адекватность реально существующей АСУП и, следовательно, позволяет повысить точность прогнозирования состояния компонентов. С другой стороны, обеспечивается ее соответствие при структурной динамике исходному объекту. Тем самым параллельно с развитием АСУП происходит развитие ее гибридной модели, используемой в рамках концепции интеллектуального управления.

Обновляемая гибридная модель АСУП используется не только для оценивания состояния, но и для распространения накопленного опыта, а именно для обучения сотрудников подразделений администрирования подготавливать и принимать решения по административному управлению ЖЦ. Для этого сотрудники совершенствуют профессиональные качества, решая профессионально значимые задачи в рамках моделирования проблемных ситуаций администрирования.

Интеллектуализация САУ позволяет повысить качество подготавливаемых управленческих решений по модернизации АСУП. При этом предлагается не только внедрять частные методы интеллектуализации, но и создавать комплексную интеллектуальную систему администрирования, в которой интеллектуальные методы будут применяться на всех этапах подготовки и реализации управленческих решений процессов администрирования.

Активное определение потребностей пользователей и требований бизнес-процессов предприятия и реализация ИТ-сервисов для их удовлетворения на основе интеллектуального анализа на гибридных моделях, выполняемые в рамках концепции САУ — виртуального предприятия позволяют:

- повысить эффективность удовлетворения требований пользователей ИТ-инфраструктуры за счет более качественного анализа;
- повысить адекватность нового состояния АСУП состоянию предприятия и внешней среды за счет реализации наиболее актуальных ИТ-сервисов и их точной настройки;
- повысить оперативность реагирования на изменение бизнес-процессов предприятий при изменении условий внешней среды за счет непрерывной оценки состояния АСУП;

— повысить уровень интеграции различных компонентов САУ за счет использования однотипных управляемых объектов;

— повысить оперативность выявления новых потребностей пользователей АСУП и реализации ИТ-сервисов для их удовлетворения.

## Заключение

В работе рассмотрен подход к совершенствованию системы административного управления АСУП путем внедрения информационной поддержки ее ЖЦ. Согласно методу аналогии по управлению ЖЦ продукта (CALS/ИПИ-подходу), состояние АСУП рассматривается как сложный продукт, а САУ в этом случае выступает в роли виртуального предприятия по выпуску экземпляров АСУП. Использование ИПИ-подхода предполагает расширение информационной модели на все этапы и процессы ЖЦ, что приводит к необходимости совершенствовать систему управле-

ния конфигурациями. Для внедрения ИПИ-подхода предложена модель организации САУ особого типа, позволяющая накапливать и обобщать опыт по управлению ЖЦ АСУП за счет гибридной модели компонентов АСУП, создаваемой на базе информационной модели. Внедрение методов интеллектуального анализа данных на основе сетей распределенных экспертно-моделирующих систем позволяет повысить интеллектуальность административного управления. Использование моделирования дает возможность оперативно получать срезы по текущему состоянию АСУП и ее компонентов, прогнозировать развитие АСУП и на основе прогноза обоснованно выбирать направления развития и мероприятия модернизации. Дальнейшим направлением исследования является совершенствование архитектуры САУ, а также методов генерации единой информационной модели при условии различного представления исходных описаний на уровне семантики и синтаксиса.

## Литература

1. Кольцова А. А. Современная организация и управление бизнес-процессами на основе CALS-технологии // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. 2005. № 88. С. 106–109.
2. Губанов Н. Г. Анализ методов информационной поддержки принятия решений управления жизненным циклом сложных технических объектов // Вестник Самарского ГТУ: технические науки. 2006. № 41. С. 12–18.
3. Кульга К. С. Особенности реализации базовых технологий PLM-систем для машиностроительного производства // Вестник УГАТУ. 2009. Т. 13. № 2. С. 51–60.
4. Fenves S. J., Foufou S., Bock C., Sriram R. D. CPM: A Core Model for Product Data // J. of Computing and Information Science in Engineering. Oct. 2005. P. 238–246.
5. Xuwei P., Lijun F., Yiming W. Product Family Lifecycle Information Interration Model and its Application // Applied Mechanics and Materials. 2011. Vol. 58–60. P. 624–629.
6. Sellgren U. PLM managed and interface-driven design // 2<sup>nd</sup> Nordic conf. on product lifecycle management. Jan. 28–29, 2009. P. 12.
7. Zina S., Lombard M., Lossent L., Henriot C. Generic Modeling and Configuration Management in Product Lifecycle Management // Intern. J. of Computers, Communications & Control. 2006. Vol. 1. N 4. P. 126–138.
8. Rohdin M., Soderberg J. A PLM Approach for development of automotive electronic systems // 2<sup>nd</sup> Nordic conf. on product lifecycle management. Jan. 28–29, 2009. P. 10.
9. Рогозов Ю. И., Бутенков С. А., Свиридов А. С., Горбань Н. С. Систематизации моделей жизненного цикла информационных систем в рамках схемы J. Zachman // Изв. Южного фед. ун-та. 2008. № 1. С. 68–72.
10. Kleiner F., Abecker A. Towards a Collaborative Semantic Wiki-based Approach to IT Service Management // Proc. of I-SEMANTICS 09. 2 Sept. 2009. P. 6.
11. Гришаков В. Г., Логинов И. В. Представление систем административного управления АСУП в виде виртуальных предприятий // Информатика и системы управления. 2011. № 3(29). С. 125–132.
12. Христенко Д. В., Лебеденко Е. В., Воробьев А. А. Сеть распределенных экспертно-моделирующих систем и методика оценки ее качества // Изв. ОрелГТУ. Сер. 2. № 4. 2007. С. 207–214.
13. Гриф М. Г., Гениатулина Е. В. Методы формирования множества альтернатив процесса функционирования человеко-машинных систем на основе аналогий // Сб. науч. тр. НГТУ. 2008. № 1(51). С. 35–40.
14. Gerz M., Bau N., Loaiza F., Wartic S. Managing Complex Interoperability Solutions using Model-Driven Architecture // 16<sup>th</sup> ICCRTS, June 21–23, 2011, Quebec. P. 18.
15. Weller J., Esswein W. Consequences of Meta-Model Modifications within Model Configuration Management // Meta-Modelling and Ontologies: Proc. of the 2<sup>nd</sup> workshop on Meta-Modelling, WoMM 2006. P. 125–139.

УДК 336.7

## РИСКИ ФАКТОРИНГОВОЙ ОПЕРАЦИИ И ОЦЕНКА ЕЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ

**А. М. Колесников,**

доктор экон. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматривается современное состояние факторинговых операций. Анализируется модель эффективности факторинговых операций Чессера. Предлагается алгоритм оценки эффективности факторинговых операций.

**Ключевые слова** — факторинговые операции, риски, алгоритм оценки, банки, дебиторские задолженности.

Основной причиной, препятствующей широкому обслуживанию дебиторских задолженностей покупателей, имеющих у поставщиков, является отсутствие у российских факторов четкой методологии такой работы, что связано с распростираненным отождествлением товарного и коммерческого банковского кредитования. Происходит подмена изучения особенностей финансового обеспечения товарного кредита исследованием сходного по ряду формальных признаков банковского кредита.

Если при банковском кредитовании к потерям приводят риски неплатежеспособности или недобросовестности первичного заемщика, то при товарном кредитовании эту роль играют только риски, связанные с конечными заемщиками.

Множественность рисков (равно как и множественность конечных заемщиков) существенно снижает общий интегральный риск операции [1]. Это вполне осознается поставщиками, которые именно на этом и строят свои наиболее выигрышные стратегии по завоеванию рынка, но в весьма малой степени осознается факторинговыми компаниями и кредитными организациями, что способствует увеличению отрыва реального сектора экономики от финансового. Главной задачей ликвидации такого разрыва является придание дебиторской задолженности покупателей характерных черт ликвидного финансового инструмента.

Поскольку финансовая сущность факторинговых операций состоит, прежде всего, в хеджировании финансовых рисков поставщика, связанных с его дебиторами, подобные предположения существенно искажают анализ и прогноз финансовых результатов исполнения факторинговой операции.

Проанализируем определение факторинговой операции, принятое конвенцией ЮНИДРУА. В соответствии со ст. 1 Оттавской конвенции ЮНИДРУА, по международным факторным операциям подразумевают контракт, заключенный между одной стороной (поставщиком) и другой стороной (фирмой по факторинговым операциям, именуемой также «цессионарием»), в соответствии с которым: а) поставщик может или должен уступить цессионарию обязательные требования, вытекающие из контрактов по продаже товаров, заключаемых между поставщиком и его заказчиками (дебиторами), за исключением тех, которые относятся к товарам, закупленным в основном для их личного пользования, семейного или домашнего; б) цессионарий должен взять на себя не менее двух следующих обязанностей:

- 1) финансирование поставщика, в частности заем или долгосрочный платеж;
- 2) ведение счетов по обязательным требованиям;
- 3) предъявление к оплате дебиторских задолженностей;
- 4) защиту от неплатежеспособности дебиторов.

Далее будет рассматриваться «чистый» факторинг. Будем считать, что в ходе факторинговой операции цессионарий во всяком случае исполняет обязанности [2, 3], изложенные в п. б) ст. 1 Международной конвенции ЮНИДРУА, составляющие главную часть финансового бремени сделки. Выделим три основные особенности, качественно отличающие факторинговую операцию от стандартных активных операций.

1. Операция кредитования как часть факторной операции имеет то отличие от стандартного кредитования, что получателем кредита является одно лицо (поставщик/продавец), а обязанным

вернуть кредит — другое лицо (дебитор поставщика/продавца).

2. Факторинговая операция растянута во времени, и ход ее исполнения корреспондирован с ходом исполнения сделки.

3. Достижению максимального эффекта (получению максимальной прибыли) на протяжении всей операции препятствует целый ряд рисков, сопровождающих факторинговую сделку.

Эти риски можно разбить на три основные группы, в каждый момент существенно влияющие на эффективность факторной операции:

а) **риск делькредере** обусловлен возможностью невозвращения кредита либо его неполным или несвоевременным возвращением ввиду недобросовестности или неплатежеспособности покупателя, либо нарушением экспортером условий контракта в случае международного факторинга (вина экспортера);

б) **валютные риски** связаны с рисками курсовых потерь при переводе средств из валюты покупателя в валюту продавца в условиях плавающих курсов валют;

в) **политические риски** возникают в связи с возможностью исполнить контракт или провести расчеты по нему из-за изменения политической ситуации в стране продавца или покупателя.

Мы будем рассматривать и учитывать только влияние риска делькредере на эффективность факторинговой операции.

Как и для любой другой финансовой операции, для факторной операции разумно в качестве критерия эффективности взять условие максимизации ожидания прибыли цессионария (фактора). Ожидание прибыли можно определить как произведение чистой банковской прибыли на сумму финансирования, скорректированное на вероятность невыполнения условий кредитного договора:

$$E = C(r - p)(1 - p) \rightarrow \max,$$

где  $C$  — общая сумма финансирования;  $r$  — процентная ставка, выплачиваемая заемщиком;  $p$  — ставка рефинансирования;  $p$  — показатель вероятности невыполнения условий кредитного договора.

На основе статистического обобщения эмпирического материала в последние два-три десятилетия появилось несколько моделей прогноза наступления риска делькредере. Значительная часть этих моделей (модель CART, модель Алтмана и т. п.) базируются на разбиении дебиторов в зависимости от их состоятельности и платежеспособности на классы эквивалентности [4]. Такой подход не применим для исследования риска делькредере в факторных операциях, где этот риск является лишь одним из сопутствующих,

и конечный результат оценки эффективности операции должен включать интегральную оценку всех рисков, а разбиение на классы эквивалентности, таким образом, может быть лишь конечным, но никак не промежуточным результатом. К тому же все эти модели являются статистическими, тогда как важна возможность контролировать исполнение сделки в произвольный момент времени.

В целях построения модели оценки эффективности факторных операций может быть использована только модель Чессера [5]. Это также статистическая модель, но она сформулирована не в терминах классов эквивалентности, а в терминах вероятности неисполнения договора, можно использовать ее для исследования факторинговых операций.

*Модель надзора за ссудами Чессера* прогнозирует случаи невыполнения клиентом условий договора о кредите [6]. При этом под «невыполнением условий» подразумеваются не только непогашение ссуды, но и любые другие отклонения, делающие ссуду менее выгодной для кредитора, чем было предусмотрено первоначально.

В модель Чессера входят следующие шесть переменных:

$$X1 = \frac{\text{Денежные средства} + \text{Высоколиквидные ценные бумаги}}{\text{Все активы}};$$

$$X2 = \frac{\text{Нетто-продажи}}{\text{Денежные средства} + \text{Высоколиквидные ценные бумаги}};$$

$$X3 = \frac{\text{Брутто-доходы}}{\text{Все активы}};$$

$$X4 = \frac{\text{Общая сумма обязательств}}{\text{Все активы}};$$

$$X5 = \frac{\text{Основной капитал}}{\text{Чистые активы}};$$

$$X6 = \frac{\text{Оборотный капитал}}{\text{Нетто-продажи}}.$$

Оценочные показатели модели следующие:

$$y = -2,0434 - 5,24X1 + 0,0053X2 - 6,6507X3 + 4,4009X4 - 0,0791X5 - 0,1020X6.$$

Переменная  $y$ , которая представляет собой линейную комбинацию независимых переменных, используется в следующей формуле для оценки вероятности невыполнения условий договора:

$p = \frac{1}{1 + e^{-y}}$ , где  $e = 2,71828$ . Получаемая оценка  $y$  может рассматриваться как показатель вероятности невыполнения условий кредитного договора. Чем больше значение  $y$ , тем выше вероятность невыполнения договора для данного заемщика.

В модели Чессера для оценки вероятности невыполнения договора используются следующие критерии:

- если  $p > 0,50$ , следует относить заемщика к группе, которая не выполнит условий договора;
- если  $p < 0,50$ , следует относить заемщика к группе надежных.

Далее алгоритм оценки эффективности факторной операции можно представить следующим образом.

1. Определить идеальную прибыль факторной операции по формуле

$$D \approx (Tr + b)S_k,$$

где  $T$  — срок контракта;  $b$  — факторинговая комиссия в долях единицы;  $S_k$  — сумма контракта.

2. Вычислить реальную прибыль факторинговой операции по формуле

$$E = C(r - \rho)(1 - p).$$

3. Сравнить значения  $D$  и  $E$ . Отношение значения реальной прибыли к полученному расчетным путем значению идеальной прибыли будет показателем эффективности факторинговой операции.

Несмотря на неразработанность надежной методики количественного анализа эффективности факторинговых операций эта отрасль финансовой индустрии в большинстве стран мира вступила в полосу бурного роста, что, прежде всего, связано с тем, что к началу 90-х годов в мире был накоплен значительный материал, который дал возможность эвристически осознать ряд существенных факторингу закономерностей.

Отсутствие какой-либо статистики на этот счет в России, несомненно, является одним из препятствий в развитии факторинга в РФ, поскольку без достаточной статистики затруднительно решать задачи анализа и управления сопутствующими рисками. Для того чтобы минимизировать негативные последствия, вызванные этим обстоятельством, одним из возможных путей развития факторинга в России может быть следующий: внедрение факторингового обслуживания должно начинаться с внутренних операций, причем в тех отраслях, расчеты в которых основаны на товарных кредитах на небольшие сроки и на небольшие суммы, а спрос обладает весьма слабой эластичностью. Получив, таким образом, необходимый материал и обработав его, можно перейти к международным операциям.

## Литература

1. Гейда А. С., Лысенко И. В., Силла Е. П. Концептуальная модель задач исследования качества и потенциала систем реализации целевых программ, функционирующих в условиях риска // Информационно-управляющие системы. 2011. № 4. С. 77–83.
2. Bickers M. Factoring in the UK. 8<sup>th</sup> ed. — Bromley (Kent): BCR Publishing, 2003. — 232 p.
3. Bickers M. World Factoring Yearbook 2003. — Bromley (Kent): BCR Publishing, 2003. — 179 p.
4. Deutsche Factoring Bank Annual Report 2003. — Bremen: DFB, 2004. — 26 p.
5. Chesser D. L. Predicting loan noncompliance // J. of Commercial Bank Leading. 1974. N 8. P. 2–15.
6. Адамова К. Р. Факторинговые операции коммерческих банков: теория и практика // Бизнес и банки. 2000. № 15. С. 4–5.

УДК 519.652

## МЕТОД ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ДОРОЖНОЙ СИТУАЦИИ В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНОТЫ И ЗАШУМЛЕННОСТИ ДАННЫХ

**К. М. Вялых<sup>1</sup>,**

аспирант

Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана

*Рассмотрен общий подход к прогнозированию загруженности городских транспортных магистралей, приведены предварительные результаты экспериментальных исследований. Описан алгоритм прогнозирования дорожной ситуации в условиях неполноты и зашумленности сигнала. Для оценки качества прогнозирования системы производилось сравнение с предсказанием экстраполяцией средней скорости.*

**Ключевые слова** — дорожное движение, прогнозирование заторов, анализ временных рядов, метод главных компонент.

### Введение

Сейчас в России основным источником информации о загруженности дорог являются системы, которые отображают текущую дорожную обстановку и характерную загрузку дорог [1].

За рубежом существует ряд систем, которые предоставляют прогноз изменения дорожной обстановки в будущем на основе известной предыстории и данных о текущей ситуации. Однако они используют информацию с датчиков, установленных под дорожным полотном или у обочины. Поэтому таким системам доступна полная информация о количестве и скорости движения автомобилей на каждом участке трассы. Одной из самых известных разработок является система Traffic Prediction Tool (TRPT) корпорации IBM [2].

Разрабатываемая система, в отличие от ныне существующих зарубежных аналогов, строит прогноз изменения дорожной ситуации на основе неполных данных о скорости движения автотранспорта. От российских разработок отличие заключается в учете при построении прогноза не только исторических данных, но и ситуации, сложившейся в городе в данный момент.

Система использует ряд математических моделей, каждая из которых имеет большую или меньшую предсказательную способность при определенных условиях.

<sup>1</sup>Научный руководитель — доктор технических наук, профессор кафедры ИУ-3 Ю. Н. Павлов.

### Методика прогнозирования дорожных ситуаций

#### Критерии качества предсказания

При выборе наилучшей математической модели прогнозирования дорожной обстановки необходимо задаться некоторой численной характеристикой качества прогноза. Тем не менее, в рамках решаемой задачи невозможно предложить единственно верный критерий точности предсказания ввиду сложности процесса и неоднородности требований пользователей к системе. Ни средняя абсолютная ошибка, ни средняя относительная ошибка, ни среднеквадратическая ошибка прогнозирования скорости не совпадают с интуитивным представлением о погрешности прогноза, что легко показать на следующем примере. Пусть при реальной скорости транспортного потока 80 км/ч две сравниваемые математические модели получили прогнозную скорость 140 и 20 км/ч соответственно. Для обеих моделей абсолютные ошибки прогнозирования равны 60 км/ч, относительные ошибки равны 75 %, а среднеквадратические ошибки равны 60 км/ч. Однако, с точки зрения пользователя, эти результаты не являются равноценными, поскольку применение второй модели приводит к принципиально неверному выводу о наличии затора.

Для решения этой проблемы введем метрику  $M(V)$ , которая является некой функцией от скорости движения транспортного потока  $V$ . Абсолютная ошибка прогнозирования этой метрики несет информацию об ошибке прогнозирования

ситуации. Как было сказано выше, эта задача принципиально не имеет оптимального решения, поэтому будем определять способ ее расчета, опираясь на ряд естественных требований.

**Требование 1.** Так как водителей интересует относительная погрешность прогнозирования времени движения  $T$ , вычисляемая по соотношению

$$\frac{T_p - T_r}{T_r} = \frac{T_p}{T_r} - 1 = \frac{V_p}{V_r} - 1,$$

где индексами  $p$  и  $r$  обозначены соответственно прогнозируемые и реальные величины, то разность метрик  $M(V_p) - M(V_r)$  должна быть пропорциональна отношению  $V_p/V_r$ .

**Требование 2.** Так как на разгруженной дороге скорости зависят в большей степени от характера вождения и типа транспортного средства, чем от дорожной ситуации, то чувствительность метрики к скорости должна быть тем меньше, чем больше значение самой скорости, т. е.

$$\lim_{V \rightarrow \infty} \frac{dM(V)}{dV} = 0.$$

**Требование 3.** Погрешность разности метрик  $M(V_p) - M(V_r)$ , обусловленная погрешностью измерения времени  $T$ , не должна зависеть от длины рассматриваемого участка дороги.

Перечисленным требованиям удовлетворяет метрика вида  $M(V) = \ln V$ .

При расчете параметров моделей и выборе моделей оптимизируется среднее квадратическое отклонение метрики  $M(V)$ .

### Прогнозирование на основе характерной скорости движения

В основе предлагаемого алгоритма прогноза лежит предположение о стационарности характеристик распределения скорости. В качестве прогнозного значения скорости используется медиана распределения скорости с учетом периодичности по времени суток, дням недели и времени года. Эта модель наиболее проста, но она не позволяет извлечь никакой дополнительной информации из текущей дорожной обстановки и поэтому наследует все недостатки, свойственные существующим системам предсказания загруженности магистралей.

### Взаимосвязь между дорогами

Ситуация на одних участках движения влияет на ситуации на других участках движения. Эта связь наиболее очевидна, когда все автомобили с определенного участка могут выехать только на одну дорогу. Затор на этой дороге повлияет на дорожную ситуацию всего участка. Величина этой взаимосвязи зависит от структуры развязки и схемы организации движения.

Поскольку на скорость движения потока влияют внешние факторы, такие как часы пик, праздники и т. д., то чтобы минимизировать это влияние, требуется исследовать отклонения скорости от ее характерной величины для данного времени суток, дня недели и времени года:

$$V' = V_{\text{cur}} - V_{\text{char}},$$

где  $V'$  — отклонение скорости;  $V_{\text{cur}}$  — текущая скорость;  $V_{\text{char}}$  — характерная скорость.

Рассмотрим пару дорог  $c$  и  $d$ . Предположим, что взаимное влияние одной дороги на другую имеет линейный закон и распространяется с некой задержкой  $\tau$ . Если  $\tau < 0$ , то дорога  $c$  влияет на дорогу  $d$ . Если  $\tau > 0$ , то дорога  $d$  влияет на дорогу  $c$ . Если  $\tau^*$  близко к нулю, то имеет место как влияние  $c$  на  $d$ , так и влияние  $d$  на  $c$ . То есть имеется взаимосвязь вида

$$V'_c(t) = a V'_d(t - \tau) + \varepsilon(t),$$

где  $V'_c$  — отклонение скорости для дороги  $c$ ;  $V'_d$  — отклонение скорости для дороги  $d$ ;  $a$  — величина взаимосвязи;  $\varepsilon$  — остаточное отклонение скорости.

Остаточное отклонение  $\varepsilon(t)$  состоит из двух составляющих: случайного отклонения, которое затухает при неизменных значениях  $V'_c(t)$  и  $V'_d(t - \tau)$ , и неслучайного отклонения, которое затухает с изменением значений  $V'_c(t)$  и  $V'_d(t - \tau)$ . Априорно разделить эти отклонения не представляется возможным, однако величину взаимосвязи характеризуют скорости затухания этих отклонений. Поэтому вне зависимости от изменения  $V'_c(t)$  и  $V'_d(t - \tau)$  взаимосвязь характеризуется затуханием величины  $\varepsilon(t)$ . Если принять, что скорость затухания случайного отклонения скорости пропорциональна самому отклонению, то получим выражение

$$\varepsilon(t) - \varepsilon(t - 1) = b\varepsilon(t - 1) + \delta(t - 1).$$

Сила взаимосвязи между дорогой  $c$  и дорогой  $d$ ,  $\mu_{c,d}$ , будет оцениваться как отношение коэффициента затухания  $b$  к стандартной ошибке определения этого коэффициента  $SE_b$ . Стандартная ошибка определения коэффициента линейной регрессии вычисляется как отношение среднее квадратического отклонения остатка к среднее квадратическому отклонению фактора, следовательно:

$$\mu_{c,d} = \left| \frac{b}{SE_b} \right| = \left| \frac{b\sigma(\varepsilon)}{\sigma(\delta)} \right|,$$

где  $\sigma(\cdot)$  — среднее квадратическое отклонение.

Значение силы взаимосвязи между дорогами  $\mu$  зависит от значения задержки  $\tau$ . Оптимальное значение  $\tau$  не выводится аналитически, поэтому определяется перебором. Выбирается такая величина  $\tau^*$ , при которой взаимосвязь  $\mu$  максимальна.



Скорость движения при отсутствии заторов зависит не столько от дорожной ситуации, сколько от характера вождения и вида транспортного средства. Поэтому в расчете параметров  $a$  и  $b$  участвуют только отсчеты, в которых скорости на обеих дорогах ниже определенного порога.

**Прогнозирование на основе характерной скорости движения с учетом отклонений**

Для прогнозирования дорожной ситуации на дороге  $c$  используется информация о ситуации на дорогах с силой взаимосвязи больше определенного порога. Величина взаимосвязи рассчитывается с помощью метода главных компонент [3], использующего сингулярное разложение матрицы отклонений скоростей от характерной скорости  $V'$ .

После перемножения компонентов разложения получим матрицу  $V'_{bal}$ . В ней содержатся отклонения скорости, «сбалансированные» относительно предположения о линейном законе взаимосвязи между дорогами.

Прогнозная скорость  $V_{cp}$  для дороги  $c$  через время  $\theta$  рассчитывается с помощью уравнения вида

$$V_{cp}(t + \theta) = V_{c\ char}(t + \theta) + \beta(\theta)V'_{c\ bal}(t),$$

где  $V_{cp}$  — прогнозная скорость на дороге  $c$ ;  $V_{c\ char}$  — характерная скорость на дороге  $c$ ;  $V'_{c\ bal}$  — отклонение скорости для дороги  $c$ , содержится в строке матрицы  $V'_{bal}$ , соответствующей дороге  $c$ ;  $\beta(\theta)$  — функция, описывающая влияние «сбалансированного» отклонения скорости от характерной на прогнозную скорость для каждого  $\theta$ .

**Прогнозирование на основе прецедентов**

В основе метода лежит следующее предположение: если дорожная ситуация в определенном районе подобна ситуации в прошлом, то она получит сходное развитие. Для уменьшения влияния случайных факторов исследуется аналогия не с одной ситуацией-прецедентом, а с группой таких ситуаций. В качестве метода разбиения ситуаций по группам используется метод  $k$  ближайших соседей [4]. В качестве «расстояния» выступает мера различия двух ситуаций на дороге

$$J_{road} = \sum_{t=t_{beg}}^{t_{end}} \left( \ln(V_{cur}(t)) - \ln(V_{past}(t)) \right)^2,$$

где  $V_{cur}$  — текущая скорость;  $V_{past}$  — соответствующая скорость в прошлом.

Мера различия ситуаций вычисляется по множеству дорог с силой взаимосвязи, большей определенного порога:

$$J_{area} = \frac{1}{l} \sum_{k=1}^K \mu J_{road\ k},$$

где  $l$  — количество пар отсчетов, в которых известно значение скорости для обеих сравниваемых

ситуаций;  $J_{road\ k}$  — мера различия двух ситуаций на дороге  $k$ ;  $K$  — число дорог, имеющих наибольшее влияние на данную дорогу.

Мера схожести ситуаций считается величиной, обратной мере их различия:

$$W_{area} = \frac{1}{J_{area}}.$$

В случайном процессе  $V(t)$  присутствует явная цикличность по времени суток, по дню недели и по времени года. Будем искать схожие ситуации с различным шагом цикличности  $p$ .

Ситуации подразделяются на группы с помощью метода  $k$  ближайших соседей по метрике  $J_{area}$ , рассчитанной на интервале  $[t - T - np, t - np]$ , где  $n$  — целое число. Кластеризации подлежат только ситуации, для которых выполнен ряд условий: полнота истории, значимость истории и определенность истории.

Полнота истории  $P$  оценивается количеством измерений:

$$P = \frac{N}{T},$$

где  $N$  — количество отсчетов в течение времени  $T$ .

Значимость истории  $S$  оценивается количеством ситуаций, попавших в группу.

Определенность истории  $D$  оценивается близостью развития ситуации внутри группы и равна дисперсии величины  $J_{area}[t - T - np, t - np]$  по множеству ситуаций в группе.

Прогнозная скорость вычисляется как взвешенная сумма экстраполированных характерных скоростей с весами  $W_{area}$ :

$$V_p(t + \theta) = \frac{\sum_{t=t_{beg}}^{t_{end}} W_{area}[t - np, t + \theta - np] V_{char}(t + \theta - np)}{\sum_{t=t_{beg}}^{t_{end}} W_{area}[t - np, t + \theta - np]}.$$

Метод  $k$  ближайших соседей не гарантирует малой меры различия дорожных ситуаций. Однако благодаря тому, что  $W_{area}$  экспоненциально растет при уменьшении  $J_{area}$ , влияние существенно отличающихся ситуаций на прогноз будет пренебрежимо мало.

**Борьба с неполнотой и зашумленностью данных**

Борьба с неполнотой:

- при расчете взаимосвязи между дорогами алгоритму для получения новой информации о взаимосвязи достаточно двух релевантных последовательных измерений на обеих дорогах;
- при прогнозировании на основе характерной скорости движения на небольшом количестве измерений влияние выбросов нивелируется благо-

даря оценке медианой распределения вместо среднего значения;

- при прогнозировании на основе характерной скорости движения с учетом отклонений можно выявлять множественные взаимосвязи при небольшом количестве измерений;

- при прогнозировании на основе прецедентов при расчете меры схожести между ситуациями нет необходимости иметь информацию о ситуации на всех участках области.

Борьба с зашумленностью:

- погрешность разности метрик  $M(V_p) - M(V_r)$  не зависит от длины рассматриваемого участка дороги, что позволяет равномерно учитывать ошибку измерения времени;

- благодаря возможности объединить дороги в группы по силе взаимосвязи и рассматривать группы как единое целое, ошибка прогнозирования уменьшается.

### Результаты численного эксперимента

Для оценки качества предсказания системы производилось сравнение с предсказанием экстраполяцией средней скорости.

Критерием качества предсказания было выбрано относительное отклонение фактического времени движения автомобиля по маршруту от предсказанного времени. В качестве реального времени движения использовалось время движения автомобиля по маршруту по данным компании «СитиГид» [5] для дорог Санкт-Петербурга за сентябрь—октябрь 2010 года.

При предсказании экстраполяцией средней скорости получено среднее относительное отклонение времени движения автомобиля, равное 37 %. Аналогичная величина при прогнозировании с помощью разрабатываемой системы получилась равной 22 %.

В дальнейшем планируется провести тестирование на большем интервале времени и ввести

в рассмотрение новые модели и факторы, влияющие на дорожную обстановку.

### Заключение

Таким образом, разработанные методы прогнозирования имеют точность существенно выше, чем предсказание экстраполяцией средней скорости, которую используют большинство ныне существующих в России систем. Это свидетельствует об эффективности использования данных о сложившейся ситуации при построении краткосрочного прогноза, даже в условиях неполноты и зашумленности этих данных. Результаты данной работы в перспективе могут позволить более рационально использовать имеющиеся транспортные ресурсы, в частности, максимально равномерно распределять транспортный поток по различным магистралям.

### Литература

1. Описание системы «Яндекс Пробки». <http://help.yandex.ru/maps/informer.xml> (дата обращения: 01.03.2012).
2. Описание системы Traffic Prediction Tool (TPT). [http://www.ibm.com/smarterplanet/us/en/traffic\\_congestion/nextsteps/index.html](http://www.ibm.com/smarterplanet/us/en/traffic_congestion/nextsteps/index.html) (дата обращения: 01.03.2012).
3. Jolliffe I. T. Principal Component Analysis, Series: Springer Series in Statistics. 2<sup>nd</sup> ed. — NY.: Springer, 2002. — P. 64–68.
4. MacQueen J. Some methods for classification and analysis of multivariate observations // Proc. 5<sup>th</sup> Berkeley Symp. on Math. Statistics and Probability. 1967. P. 281–297.
5. Описание системы «СитиГид». <http://www.probki.net/news.aspx> (дата обращения: 01.03.2012).

## VI МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ, МОДЕЛИ И АРХИТЕКТУРЫ ДЛЯ ЗАЩИТЫ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЕЙ» — MMM-ACNS-2012

17–20 октября 2012 г.

**Место проведения:** 191186, Россия, Санкт-Петербург, Дворцовая наб., 26, Дом ученых

### Организатор

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН  
Бингемтоновский университет (Университет штата Нью-Йорк)

### Спонсоры

Европейское управление воздушно-космических исследований и разработок США (European Office of Aerospace Research and Development, USA)  
Управление научных исследований ВМС США (Office of Naval Research Global, USA)  
Российский фонд фундаментальных исследований

### Цель конференции

Задача конференции — собрать вместе ведущих ученых и практиков из академических, государственных и других организаций и промышленных компаний, чтобы способствовать улучшению состояния современных теоретических и практических исследований в области защиты компьютерных сетей и обеспечения информационной безопасности с акцентом на новые теоретические аспекты защиты компьютерных сетей, а также облегчить обмен мнениями по различным вопросам информационных технологий в сочетании с проблемами защиты компьютерных сетей и обеспечения информационной безопасности, возникающими в крупномасштабных компьютерных сетях.

### Направления работы

Адаптивная защита информации  
Противодействие вредоносному программному обеспечению: обнаружение, анализ, предотвращение  
Противодействие фишингу, спаму, фроду и бот-сетям  
Прикладная криптография  
Аутентификация, авторизация и управление доступом  
Безопасность облачных вычислений  
Компьютерная и сетевая криминалистика  
Скрытые каналы  
Защита критических инфраструктур  
Защита данных и приложений  
Интеллектуальный анализ данных, машинное обучение и биоориентированные подходы для защиты информации  
Обманные системы и приманки  
Атаки на отказ в обслуживании и контрмеры  
Управление цифровыми правами  
Безопасность электронной коммерции, электронного бизнеса и электронного правительства  
Безопасность встроенных систем  
Формальный анализ свойств безопасности  
Информационная война  
Интернет и веб-безопасность  
Предупреждение, обнаружение и реагирование на вторжения  
Безопасность на базе языков  
Живучесть компьютерных сетей  
Новые идеи и парадигмы безопасности

Безопасность операционных систем  
Надежность и достоверность  
Метрики рисков, анализ рисков и управление рисками  
Безопасность и конфиденциальность в повсеместных и широко распространенных компьютерных технологиях  
Управление событиями и информацией безопасности  
Безопасность крупномасштабных систем и критических инфраструктур  
Безопасность в социальных сетях  
Безопасность зарождающихся (emerging) технологий: сенсоров, беспроводной/мобильной связи, пиринговых (P2P) и оверлейных сетей  
Безопасность автономных агентов и многоагентных систем  
Моделирование систем и процессов защиты информации  
Политики безопасности  
Протоколы безопасности  
Верификация систем защиты информации  
Визуализация систем и процессов безопасности  
Самозащита и автоматическое восстановление  
Защита программного обеспечения мобильных систем  
Доверительные вычисления  
Управление доверием и репутацией  
Оценка уязвимостей

### Контрольные сроки

Полные тексты докладов на английском языке, в формате PDF, с указанием темы конференции, к которой относится подаваемая статья, объемом до 14 страниц формата А4 (но не менее 6 страниц), подготовленные в соответствии с инструкциями издательства «Шпрингер» (<http://www.springer.com/comp/lncs/Authors.html>), включая аннотацию (до 300 слов) и список ключевых слов (от 5 до 8), должны быть представлены не позже **27 мая 2012 г.** с помощью средств загрузки статей веб-сайта конференции MMM-ACNS-2012 <http://comsec.spb.ru/mmm-acns12/>.  
Уведомление о принятии/отклонении будет направлено авторам до **29 июня 2012 г.**  
Оригинал-макеты принятых статей должны быть представлены до **11 июля 2012 г.**

### Дополнительная информация и справки

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН (СПИИРАН)  
199178, Россия, Санкт-Петербург, 14-я линия В. О., 39  
Руководитель лаборатории проблем компьютерной безопасности проф. Игорь Котенко  
Телефон: +7-(812)-328-2642  
Факс: +7-(812)-328-4450  
Эл. адрес: [ivkote@comsec.spb.ru](mailto:ivkote@comsec.spb.ru)  
Сайт: <http://www.comsec.spb.ru/saps4cs12/>;  
<http://comsec.spb.ru/kotenko/>

Помощник директора по международным связям И. П. Поднозова  
Телефон: +7-(812)-328-4446  
Факс: +7-(812)-328-06-85  
Эл. адрес: [ipp@comsec.spb.ru](mailto:ipp@comsec.spb.ru)

## II МЕЖДУНАРОДНЫЙ СЕМИНАР «НАУЧНЫЙ АНАЛИЗ И ПОДДЕРЖКА ПОЛИТИК БЕЗОПАСНОСТИ В КИБЕРПРОСТРАНСТВЕ» — SA&PS4CS'12

20 октября 2012 г.

**Место проведения:** 191186, Россия, Санкт-Петербург, Дворцовая наб., 26, Дом ученых

Семинар проводится в рамках VI Международной конференции «Математические методы, модели и архитектуры для защиты компьютерных сетей» — MMM-ACNS-2012

### Организатор

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН  
Бингемтоновский университет (Университет штата Нью-Йорк)

### Спонсоры

Европейское управление воздушно-космических исследований и разработок США (European Office of Aerospace Research and Development, USA)

Управление научных исследований ВМС США (Office of Naval Research Global, USA)

Российский фонд фундаментальных исследований

Кибербезопасности уделяется значительное внимание со стороны международного сообщества в связи с недавними сетевыми атаками в России, Эстонии, США, Китае и многих других странах. Семинар посвящен методам научного анализа и поддержки политик безопасности для реагирования на атаки и вторжения в киберпространстве.

Для участия в семинаре планируется пригласить исследователей, занимающихся в областях социальной инженерии, сетевой безопасности, искусственного интеллекта (в основном интеллектуальным анализом данных, прогнозированием поведения противника и теорией игр), и автономных агентов (в основном по технологии программных агентов) для интеграции соответствующих технологий и разработки программы исследований в целях выявления и анализа атак средствами реализации киберзащиты; выявления и анализа механизмов, используемых бот-сетями; обнаружения и блокирования вторжений.

### Цели семинара

Семинар нацелен на объединение усилий как практиков, так и теоретиков, вовлеченных в различные области деятельности, относящиеся к научному анализу и поддержке политик безопасности в киберпространстве, для обмена идеями и изучения последних исследований и разработок в этой важной сфере.

Семинар планируется посвятить, в основном, выработке политик безопасности, а не выявлению и обсуждению конкретных уязвимостей систем. Приветствуется присутствие представителей государственных служб и агентств.

### Направления работы

Обнаружение, распознавание и определение различных видов деятельности злоумышленников

Реагирование на атаки и вторжения в киберпространстве, включая информационные операции национального уровня  
Идентификация новых, перспективных кибертехнологий, поддерживающих управление социальной и политической деятельностью

Управление межнациональными распределенными вычислениями

### Дополнительная информация и справки

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН (СПИИРАН)

199178, Россия, Санкт-Петербург, 14-я линия В. О., 39

Руководитель лаборатории проблем компьютерной безопасности проф. Игорь Котенко

Телефон: +7-(812)-328-2642

Факс: +7-(812)-328-4450

Эл. адрес: [ivkote@comsec.spb.ru](mailto:ivkote@comsec.spb.ru)

Сайт: <http://www.comsec.spb.ru/saps4cs12/>;

<http://comsec.spb.ru/kotenko/>

**АКМОЛОВ  
Алексей  
Феликсович**



Доцент кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 2000 году окончил Военный инженерно-космический университет им. А. Ф. Можайского. В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 30 научных публикаций. Область научных интересов — применение протоколов множественного доступа в системах спутниковой связи. Эл. адрес: akm78@mail.ru

**АЛПАТОВ  
Борис  
Алексеевич**



Профессор, заведующий кафедрой автоматики и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, заслуженный работник ВШ РФ. В 1972 году окончил Рязанский государственный радиотехнический институт по специальности «Автоматизированные системы управления». В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 175 научных публикаций и 20 запатентованных изобретений. Область научных интересов — обработка изображений, замкнутые системы автоматического сопровождения объектов по данным видеонаблюдения. Эл. адрес: aitu@rsreu.ru

**БАЛАШОВ  
Олег  
Евгеньевич**



Доцент кафедры автоматики и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, лауреат гранта Президента РФ для государственной поддержки молодых российских ученых в 2009–2010 гг. В 2002 году окончил Рязанскую государственную радиотехническую академию. В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 37 научных публикаций и одного запатентованного изобретения. Область научных интересов — обработка изображений, управление замкнутыми системами автоматического сопровождения объектов. Эл. адрес: aitu@rsreu.ru

**БОЖОКИН  
Сергей  
Валентинович**



Доцент кафедры теоретической физики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. В 1974 году окончил Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина. В 1978 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Является автором 58 научных публикаций, в том числе пяти книг. Область научных интересов — мультифракталы, вейвлеты, стационарные сигналы в биологии и медицине. Эл. адрес: bsvjob@mail.ru

**ВИКТОРОВ  
Евгений  
Александрович**



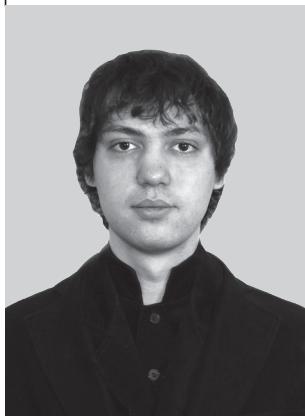
Адъюнкт кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. В 2007 году окончил Военно-космическую академию им. А. Ф. Можайского. Является автором 15 научных публикаций. Область научных интересов — применение протоколов множественного доступа в системах спутниковой связи. Эл. адрес: vik\_jeka@mail.ru

**ВОРОБЬЁВ  
Андрей  
Игоревич**



Аспирант кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». В 2005 окончил Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича по специальности «Сети связи и системы коммутации». Область научных интересов — моделирование информационных систем. Эл. адрес: vorobiov\_a@inbox.ru

**ВЯЛЫХ**  
**Константин**  
**Михайлович**



Аспирант кафедры информационных систем и телекоммуникаций Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана.  
В 2009 году окончил Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана по специальности «Информационные системы и телекоммуникации».  
Является автором одной научной публикации.  
Область научных интересов — статистический анализ данных, прогнозирование, разработка помехоустойчивых кодов.  
Эл. адрес: kostyoskol@yandex.ru

**ГРИШАКОВ**  
**Вадим**  
**Геннадьевич**



Старший помощник начальника отдела Академии ФСО России.  
В 2000 году окончил Академию ФСО России по специальности «Многоканальные телекоммуникационные системы».  
В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.  
Является автором 32 научных публикаций и одного изобретения.  
Область научных интересов — теория управления корпоративными информационно-вычислительными сетями, распределенное моделирование.  
Эл. адрес: vg@academ.msk.rsnet.ru

**ЗЯБЛОВ**  
**Виктор**  
**Васильевич**



Профессор, заведующий лабораторией информационных технологий передачи, анализа и защиты данных Института проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН.  
В 1961 году окончил Московское высшее техническое училище им. Н. Э. Баумана по специальности «Радиотехника».  
В 1979 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.  
Является автором более 200 научных публикаций, в том числе четырех монографий и семи запатентованных изобретений.  
Область научных интересов — теория информации, теория кодирования.  
Эл. адрес: zyablov@iitp.ru

**ИВАНОВ**  
**Федор**  
**Ильич**



Аспирант Института проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН.  
В 2011 году окончил Дальневосточный федеральный университет по специальности «Математические методы защиты информации».  
Область научных интересов — теория информации, теория кодирования.  
Эл. адрес: eastlion2009@gmail.com

**КОЗИНОВ**  
**Игорь**  
**Александрович**



Доцент кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского.  
В 1999 году окончил Военную инженерно-космическую академию им. А. Ф. Можайского.  
В 2010 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.  
Является автором более 40 научных публикаций.  
Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических и оптико-электронных информационных системах, космические радиотехнические комплексы управления, сбора и передачи информации.  
Эл. адрес: garry-spb@yandex.ru

**КОЗЛОВ**  
**Валерий**  
**Викторович**



Профессор кафедры метрологии и инновационных технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.  
В 1973 году окончил Ленинградский государственный университет им. А. А. Жданова по специальности «Математика».  
В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.  
Является автором 42 научных публикаций и трех запатентованных изобретений.  
Область научных интересов — теория управления, методы проектирования электрических приводов.  
Эл. адрес: info@akv.com.ru

**КОЛБАНЁВ  
Михаил  
Олегович**



Профессор, заведующий кафедрой информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Мастер связи.

В 1977 году окончил Ленинградский электротехнический институт связи им. проф. М. А. Бонч-Бруевича по специальности «Автоматическая электросвязь».

В 2004 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 100 научных публикаций.

Область научных интересов — моделирование информационных систем.

Эл. адрес: [mokolbanev@mail.ru](mailto:mokolbanev@mail.ru)

**КОЛЕСНИКОВ  
Александр  
Михайлович**



Доктор экономических наук, профессор кафедры экономики и финансов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1971 году окончил Ленинградский финансово-экономический институт.

В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора экономических наук. Является автором 190 научных публикаций.

Область научных интересов — инвестиции и инновации в различных отраслях народного хозяйства, совершенствование кредитной политики банков, управление предпринимательскими рисками.

Эл. адрес: [SUAI-dep81@yandex.ru](mailto:SUAI-dep81@yandex.ru)

**КОНОВАЛОВ  
Александр  
Сергеевич**



Профессор кафедры управления и информатики в технических системах Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, почетный работник высшего профессионального образования РФ.

В 1968 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов».

В 1998 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 120 научных публикаций.

Область научных интересов — автоматическое и интеллектуальное управление.

Эл. адрес: [Kononov@c4t.com](mailto:Kononov@c4t.com)

**КРАВЕЦ  
Елена  
Валентиновна**



Аспирант кафедры электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2009 году окончила Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Радиотехника».

Является автором 14 научных публикаций.

Область научных интересов — акустоэлектроника, пространственно-временная обработка сигналов, локационные системы, ультразвуковые устройства.

Эл. адрес: [helen-kravetz@yandex.ru](mailto:helen-kravetz@yandex.ru)

**КРАСИЛЬНИКОВ  
Николай  
Николаевич**



Профессор кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заслуженный деятель науки и техники РФ.

В 1950 году окончил Ленинградский политехнический институт.

В 1963 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 240 научных публикаций, в том числе пяти монографий.

Область научных интересов — цифровая обработка изображений, статистическая теория передачи и восприятия изображений, математическое моделирование процессов обработки информации зрительной системой человека.

Эл. адрес: [NNKrasilnikov@yandex.ru](mailto:NNKrasilnikov@yandex.ru)

**КРАСИЛЬНИКОВА  
Ольга  
Ивановна**



Доцент кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1978 году окончила Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника».

В 1991 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 90 научных публикаций и семи учебных пособий.

Область научных интересов — цифровая обработка изображений.

Эл. адрес: [OIKrasilnikova@yandex.ru](mailto:OIKrasilnikova@yandex.ru)

**КРУК  
Андрей  
Евгеньевич**



Младший научный сотрудник Института компьютерной безопасности вычислительных систем и сетей, Санкт-Петербург. В 2006 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Информационные системы и технологии». Является автором четырех научных публикаций. Область научных интересов — синтез нелинейных систем автоматического управления. Эл. адрес: akrouk@gmail.com

**ЛОГИНОВ  
Илья  
Валентинович**



Инженер Академии ФСО России. В 2005 году окончил Академию ФСО России по специальности «Информационная безопасность телекоммуникационных систем». Является автором 28 научных публикаций. Область научных интересов — теория управления корпоративными информационно-вычислительными сетями, теория полезности, теория планирования. Эл. адрес: liv@academ.msk.rsnet.ru

**МАКАРЫЧЕВ  
Владимир  
Павлович**



Старший научный сотрудник ЦНИИ робототехники и технической кибернетики, доцент кафедры мехатроники и робототехники Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. В 1973 году окончил Ленинградский государственный университет им. А. А. Жданова по специальности «Математика». В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 60 научных публикаций. Область научных интересов — теория управления, робототехника, моделирование, обработка изображений. Эл. адрес: makar@rtc.ru

**МАЛЫЦЕВ  
Георгий  
Николаевич**



Профессор, начальник кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, заслуженный деятель науки РФ, действительный член Академии космонавтики им. К. Э. Циолковского. В 1980 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского. В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 250 научных публикаций и 26 запатентованных изобретений. Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических и оптико-электронных информационных системах и др. Эл. адрес: georgiy\_maltsev@mail.ru

**ОСИПОВ  
Леонид  
Андроникович**



Профессор, заведующий кафедрой информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1968 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов». В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором около 200 научных публикаций, в том числе соавтором трех монографий. Область научных интересов — компьютерное управление нелинейными объектами. Эл. адрес: kaf53@guar.ru

**ПЕТРОВ  
Павел  
Николаевич**



Профессор, заведующий кафедрой электронных и телевизионных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1971 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов — акустоэлектроника, пространственно-временная обработка сигналов, локационные системы, ультразвуковые устройства. Эл. адрес: pnp2847@mail.ru



**ПОДОПЛЁКИН**  
**Юрий**  
**Федорович**



Первый заместитель генерального директора ОАО «Концерн «Гранит-Электрон», член ряда академий, заслуженный деятель науки РФ, профессор. В 1962 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Конструирование и технологии производства радиоаппаратуры». В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 300 научных публикаций, в том числе около 150 патентов на изобретения. Область научных интересов — разработка сложных комплексов управления подвижными объектами и др. Эл. адрес: cri-granit@peterlink.ru

**ПОТАПОВ**  
**Владимир**  
**Георгиевич**



Заведующий сектором лаборатории информационных технологий передачи, анализа и защиты данных Института проблем передачи информации им. А. А. Харкевича РАН. В 1977 году окончил Московский электротехнический институт связи по специальности «Радиотехника». В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 17 научных публикаций. Область научных интересов — теория информации, теория кодирования. Эл. адрес: potapov@iitp.ru

**СТЕПАШКИН**  
**Алексей**  
**Иванович**



Доцент кафедры автоматизации и информационных технологий в управлении Рязанского государственного радиотехнического университета, почетный работник высшего профессионального образования РФ. В 1963 году окончил Рязанский государственный радиотехнический институт по специальности «Автоматика и телемеханика». В 1970 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 110 научных публикаций и 20 запатентованных изобретений. Область научных интересов — обработка изображений, замкнутые системы автоматического сопровождения объектов по данным видеонаблюдения. Эл. адрес: aitu@rsreu.ru

**ПОЛОНСКИЙ**  
**Юрий**  
**Зусьевич**



Ведущий научный сотрудник лаборатории стереотаксических методов Института мозга человека им. Н. П. Бехтерева РАН. В 1962 году окончил Ленинградский государственный университет им. А. А. Жданова по специальности «Теория вероятностей и математическая статистика». В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора биологических наук. Является автором более 80 научных публикаций, пяти запатентованных изобретений. Область научных интересов — нейропсихофизиология, стереотаксическая томография. Эл. адрес: yzpol@qip.ru

**СЕРГЕЕВ**  
**Михаил**  
**Борисович**



Профессор, заведующий кафедрой вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, почетный работник высшего профессионального образования РФ. В 1980 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций, 13 запатентованных изобретений. Область научных интересов — теория разрядных вычислений, методы проектирования спецпроцессоров для систем контроля и управления, оптико-информационные системы. Эл. адрес: ius@aanet.ru

**СУВОРОВ**  
**Николай**  
**Борисович**



Заведующий лабораторией нейроразологии НИИ экспериментальной медицины РАМН, профессор кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», действительный член Академии медико-технических наук. В 1964 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматика и телемеханика». В 1993 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора биологических наук. Является автором более 270 научных публикаций. Область научных интересов — управление в медико-биологических системах, биотехнические системы. Эл. адрес: nbsuvorov@yandex.ru

**ТАТАРНИКОВА**  
Татьяна  
Михайловна



Профессор кафедры информационных технологий и систем безопасности Российского государственного гидрометеорологического университета.

В 1993 окончила Восточно-Сибирский технологический институт по специальности «Электронно-вычислительные машины, комплексы, системы и сети».

В 2007 году защитила диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 80 научных публикаций.

Область научных интересов — инфокоммуникации, взаимодействие неоднородных сетей, защита информации.

Эл. адрес: tm-tatarn@yandex.ru

**ТИХОНОВ**  
Эдуард  
Прокофьевич



Профессор кафедры биомедицинской электроники и охраны среды Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», член-корреспондент Метрологической академии.

В 1963 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения.

В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 190 научных публикаций, в том числе более 60 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

Область научных интересов — кибернетика, информатика, моделирование, информационно-измерительные системы, биомедицинская инженерия.

Эл. адрес: edikleti@yandex.ru

**ТОЛМАЧЁВ**  
Сергей  
Геннадьевич



Старший научный сотрудник научно-аналитической лаборатории ОАО «Концерн «Гранит-Электрон».

В 1980 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина).

В 1992 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 15 научных публикаций и трех запатентованных изобретений.

Область научных интересов — представление знаний в информационных системах, интеллектуальные методы обработки информации.

Эл. адрес: cri-granit@peterlink.ru

**ТРОФИМОВ**  
Дмитрий  
Викторович



Начальник сектора НКЦ ВКТ ОАО «Государственный Рязанский приборный завод».

В 2000 году окончил Рязанский государственный радиотехнический институт по специальности «Управление и информатика в технических системах».

Является автором 17 научных публикаций.

Область научных интересов — обработка изображений, замкнутые системы автоматического сопровождения объектов по данным видеонаблюдения.

Эл. адрес: hunter-rzn@yandex.ru

**ХРИСТЕНКО**  
Дмитрий  
Викторович



Начальник отдела Академии ФСО России.

В 1989 году окончил Академию ФСО России по специальности «Многоканальная радиорелейная связь».

В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 41 научной публикации.

Область научных интересов — теория управления корпоративными информационно-вычислительными сетями, теория построения систем экспертизы.

Эл. адрес: dvch@academ.msk.rsnnet.ru

**ЦВЕТКОВ**  
Кирилл  
Юрьевич



Доцент кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского.

В 1987 году окончил Военный инженерно-космический институт им. А. Ф. Можайского, в 2000 году — Санкт-Петербургский государственный университет.

В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 150 научных публикаций и трех запатентованных изобретений.

Область научных интересов — применение протоколов множественного доступа в системах спутниковой связи.

Эл. адрес: wavelet3@mail.ru

**ШАРОВ**  
**Сергей**  
**Николаевич**



Профессор, начальник научно-аналитической лаборатории ОАО «Концерн «Гранит-Электрон», член-корреспондент Академии электротехнических наук РФ, Российской академии ракетных и артиллерийских наук.

В 1962 году окончил приборостроительный факультет Ленинградского механического института по специальности «Системы автоматического управления».

В 1981 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 250 научных публикаций и около 130 изобретений.

Область научных интересов — нелинейные системы управления, информационные каналы движущихся объектов.

Эл. адрес:  
cri-granit@peterlink.ru

### УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

**При подготовке рукописей статей редакция просит Вас руководствоваться следующими рекомендациями.**

Объем статьи (текст, таблицы, иллюстрации и библиография) не должен превышать эквивалента в 20 страниц, напечатанных на бумаге формата А4 на одной стороне через 1,5 интервала в Word шрифтом Times New Roman размером 13, поля: слева три сантиметра, остальные не менее двух.

Обязательными элементами оформления статьи являются: индекс УДК, заглавие, инициалы и фамилия автора (авторов), ученая степень, звание, полное название организации, аннотация (7–10 строк) и ключевые слова на русском и английском языках, подрисовочные подписи.

**Формулы** в текстовой строке набирайте в Word, не используя формульный редактор (Mathtype или Equation), только в том случае, если средства Word не позволяют набрать формулу или символ (например, простая дробь, символы с «крышками» и т. д.), используйте имеющийся в Word формульный редактор Mathtype или Equation; формулы, стоящие в отдельной строке, могут быть набраны как угодно; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта никогда не пользуйтесь вкладкой Other..., используйте вкладку Define; в формулах не отделяйте пробелами знаки: + = –; не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст.

При наборе символов в тексте помните, что символы, обозначаемые латинскими буквами, набираются светлым курсивом, русскими и греческими — светлым прямым, векторы и матрицы — прямым полужирным шрифтом.

#### Иллюстрации:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных векторных файлов, поддающихся редактированию: \*.vsd, \*.cdr, \*.xls, \*.doc, \*.ai, \*.dxf;

— при наличии надписей на рисунке используйте тот же шрифт, что и в основном тексте (Times New Roman), размер шрифта не более 10 pt, но не менее 8 pt;

— если при изготовлении рисунка Вы используете стрелочки, руководствуйтесь принципом единообразия;

— фото и растровые — в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch).

#### В редакцию предоставляются:

— сведения об авторе (фамилия, имя, отчество, место работы, должность, ученое звание, учебное заведение и год его окончания, ученая степень и год защиты диссертации, область научных интересов, количество научных публикаций, домашний и служебный адреса и телефоны, факс, эл. адрес), фото авторов: анфас, в темной одежде на белом фоне, должны быть видны плечи и грудь, высокая степень четкости изображения без теней и отблесков на лице, фото можно представить в электронном виде в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением — не менее 300 pixels/inch при минимальном размере фото 40 × 55 мм;

— экспертное заключение.

**Список литературы** составляется по порядку ссылок в тексте и оформляется следующим образом:

— для книг и сборников — фамилия и инициалы авторов, полное название книги (сборника), город, издательство, год, общее количество страниц;

— для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, полное название статьи, название журнала, год издания, номер журнала, номера страниц;

— ссылки на иностранную литературу следует давать на языке оригинала без сокращений;

— при использовании web-материалов указывайте адрес сайта и дату обращения.

Более подробную информацию см. на сайте: [www.i-us.ru](http://www.i-us.ru)

УДК 004.352.22; 004.932

Исследование погрешностей определения координаты глубины при 3D-сканировании методом, основанном на диффузном отражении света

*Красильников Н. Н., Красильникова О. И.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 2–8.

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований погрешностей, возникающих при измерении координаты глубины в процессе 3D-сканирования методом, основанном на диффузном рассеянии света. Эти погрешности обусловлены наличием шума квантования исходных изображений, а также флуктуационного шума. Показано, что рассматриваемые погрешности максимальны в областях оболочки, на которые свет падает под небольшими углами. Приведены рекомендации, следуя которым эти погрешности можно свести к малым величинам.

*Ключевые слова* — 3D-изображение, 3D-сканирование, диффузное отражение.

Список лит.: 6 назв.

УДК 004.032.2; 004.932

Модифицированный алгоритм обнаружения разладки случайного процесса и его применение при обработке многоспектральных данных

*Козинов И. А., Мальцев Г. Н.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 9–17.

Рассмотрено использование алгоритмов обнаружения разладки случайного процесса при обработке данных, полученных системами сбора информации. Исходные данные представляют собой функцию изменения по некоторой координате анализируемого параметра, по которой определяются координаты его существенного (скачкообразного) изменения. Представлено решение задачи обнаружения последовательности скачков анализируемой функции в виде решающей статистики для оценки максимального правдоподобия координат скачков с использованием модифицированного алгоритма кумулятивных сумм с настраиваемым скользящим окном. Приводится пример применения предложенного модифицированного алгоритма обнаружения разладки при обработке данных многоспектрального дистанционного зондирования и определении наиболее информативных спектральных каналов.

*Ключевые слова* — обработка данных, разладка случайного процесса, максимум правдоподобия, алгоритм кумулятивных сумм, многоспектральное дистанционное зондирование.

Список лит.: 9 назв.

UDK 004.352.22; 004.932

The Investigation of Measurement Errors of Depth Coordinate during 3D Scanning by the Method based on Diffuse Reflection of Light

*Krasilnikov N. N., Krasilnikova O. I.* IUS, 2012. N 3. P. 2–8.

This article considers the theoretical and experimental investigations results of measurement errors of depth coordinate which occur during 3D scanning by the method based on diffuse reflection of light. These errors may result from the noise of the original image quantization as well as the fluctuation noise. It is shown that the maximum values of these errors appear in the regions of the object shell where the angles of light incidence are small. Recommendations for reduction of these errors are suggested.

*Keywords* — 3D-Images, 3D Scanning, Diffuse Reflection of Light.

Refs: 6 titles.

UDK 004.032.2; 004.932

Modified Algorithm of the Detection of Abrupt Changes in a Casual Process and its Use for Processing of Multispectral Data

*Kozinov I. A., Maltsev G. N.* IUS, 2012. N 3. P. 9–17.

Data processing in information collection systems using the algorithm of detection of abrupt changes in a casual process is considered. The original data represent the change function for a certain coordinate of the analyzed parameter by which the coordinates of its essential (uneven) change are defined. The problem solution of the detection of a sequence of abrupt changes of the analyzed function in the form of solving statistics for estimation the maximum likelihood ratio of the coordinates of abrupt changes using the modified algorithm of cumulative amounts with adjusted slithering window is shown. The example of using the proposed modified algorithm of the detection of abrupt changes for data processing of multispectral remote sensing and determination the most informative spectral channel is given.

*Keywords* — Data Processing, Abrupt Changes in a Casual Process, Maximum Likelihood Ratio, Algorithm of Cumulative Amounts, Multispectral Remote Sensing.

Refs: 9 titles.

УДК 681.513.3

Алгоритм измерения угловых координат линии визирования оператора

*Алпатов Б. А., Балашов О. Е., Степашкин А. И., Трофимов Д. В.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 18–21.

Рассматривается один из возможных вариантов построения нашлемной системы обзора и целеуказания, а также приводится алгоритм вычисления угловых координат оптической оси нашлемного видеодатчика, принимаемой в качестве линии визирования оператора.

*Ключевые слова* — нашлемная система целеуказания, измерение угловых координат.

Список лит.: 5 назв.

УДК 623.746.07519

Информационно-управляющая система приведения беспилотных летательных аппаратов на движущееся судно

*Подоплёкин Ю. Ф., Толмачёв С. Г., Шаров С. Н.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 22–28.

Предложены технические решения, обеспечивающие посадку беспилотного летательного аппарата на посадочное устройство движущегося судна. Приведены результаты моделирования, показывающие, что предложенные варианты управления в условиях качки судна позволяют обеспечить требуемую точность приведения летательного аппарата в точку посадки.

*Ключевые слова* — беспилотный летательный аппарат, судно, информационно-управляющая система.

Список лит.: 4 назв.

УДК 621.8:681.5

Построение адаптивных алгоритмов сервоуправления манипуляторами на основе обратных задач динамики и нейронных сетей

*Козлов В. В., Коновалов А. С., Макарычев В. П.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 29–32.

Рассматривается новый класс алгоритмов управления роботами и манипуляторами, основанных на двух компонентах. Для определения желаемого управляющего механической системой момента используются адаптивные алгоритмы управления на основе концепции обратных задач динамики, а для формирования этого момента следящим скоростным или позиционным приводом робота применяется нейронная сеть.

*Ключевые слова* — обратные задачи динамики, нейронные сети, роботы, манипуляторы, управление, следящая система.

Список лит.: 11 назв.

УДК 681.513.3

Алгоритм оператора визирования линии углового перемещения

*Alpatov B. A., Balashov O. E., Stepashkin A. I., Trofimov D. V.* IUS, 2012. N 3. P. 18–21.

An option of the helmet positioning system for measurements of angular displacement of the helmet is considered. The algorithm of helmet angular coordinates calculation of the optical axis of the helmet video-sensor is also presented.

*Keywords* — Objects Tracking, Helmet Positioning System.

Refs: 5 titles.

УДК 623.746.07519

Information and Control System for Unmanned Aerial Vehicle Landing on a Moving Vessel

*Podoplekin Y. F., Tolmatchev S. G., Sharov S. N.* IUS, 2012. N 3. P. 22–28.

The technical solutions providing landing of the unmanned aerial vehicle on a moving vessel are proposed. The results of modeling showing that the proposed variants of control in the environment of vessel rolling allow to ensure the required accuracy of landing of the unmanned aerial vehicle in a landing point are presented.

*Keywords* — Unmanned Aircraft, Ship, Information and Control System.

Refs: 4 titles.

УДК 621.8; 681.5

Servo-powered Control Manipulators Adaptive Algorithms Construction on the Basis of the Inverse Problems of Dynamics and Neuron Networks

*Kozlov V. V., Konovalov A. S., Makarychev V. P.* IUS, 2012. N 3. P. 29–32.

A new class of robots and manipulators control algorithms based on two components is examined. To determine the desired manager of the moment mechanical system the adaptive control algorithms on the basis of the concept of dynamic inverse problems are used while the formation of this moment requires a neuron network which is adapted by the servo high-speed or position drive of robot.

*Keywords* — Dynamics Inverse Problems, Neuron Networks, Robots, Manipulators, Control, Servo System.

Refs: 11 titles.

УДК 681.5.013

Синтез нелинейных импульсных систем управления при случайных воздействиях

*Крук А. Е., Осипов Л. А.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 33–36.

Рассматривается обращение прямого вариационного метода анализа (метода ортогональных проекций) на решение задачи синтеза импульсных нелинейных систем при случайных воздействиях. Задача синтеза решается из условия приближенной минимизации интегральной случайной ошибки воспроизведения системой заданного движения при безусловном обеспечении абсолютной устойчивости системы.

*Ключевые слова* — нелинейные системы управления, импульсные системы управления, случайные процессы, абсолютная устойчивость, параметрический синтез, вариационные методы, нелинейное программирование.

Список лит.: 4 назв.

УДК 004.72

Модель балансировки нагрузки в вычислительном кластере центра обработки данных

*Колбанёв М. О., Татарникова Т. М., Воробьёв А. И.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 37–41.

Предлагается модель сервиса балансировки нагрузки, который реализуется на центральном узле вычислительного кластера центра обработки данных. Сервис позволяет регулировать поступающую нагрузку таким образом, чтобы в кластере не возник дисбаланс в загруженности узлов кластера и таким образом не сказывалось влияние на характеристики производительности центра обработки данных.

*Ключевые слова* — вычислительный кластер, центр обработки данных, запрос пользователя, регулятор нагрузки, модель балансировки нагрузки в кластере, общий информационный ресурс.

Список лит.: 5 назв.

УДК 004.032.2: 004.932

Оценка минимальной длины циклов квазициклических регулярных кодов с малой плотностью проверок на четность

*Иванов Ф. И., Зяблов В. В., Потопов В. Г.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 42–45.

Доказывается условие отсутствия циклов длины 4 в проверочных матрицах регулярных квазициклических МПП-кодов, построенных на матрицах перестановок. В соответствии с доказанными теоремами построен ансамбль двоичных МПП-кодов, минимальная длина циклов которых равна 6. Представлены результаты моделирования полученных кодовых конструкций для итеративного алгоритма декодирования «распространения доверия» (Sum-Product) при передаче кодового слова по двоичному каналу с аддитивным белым гауссовым шумом.

*Ключевые слова* — МПП-код, циклы, матрица перестановок, циклический сдвиг.

Список лит.: 11 назв.

УДК 681.5.013

Synthesis of Continuous Nonlinear Control Systems with Random Disturbances

*Krouk A. E., Osipov L. A.* IUS, 2012. N 3. P. 33–36.

The paper studies application of the direct variation method (the method of orthogonal projections) to solving the problem of synthesis of parameters for continuous nonlinear control systems with random disturbances. The system parameters are subject of determining so that system integral random deviation from the provided motion is minimal while unconditionally providing system stability.

*Keywords* — Nonlinear Control Systems, Pulse Control Systems, Random Processes, Unconditional Stability, Parametrical Synthesis, Variation Methods, Nonlinear Programming.

Refs: 4 titles.

УДК 004.72

Model of Load Balancing in the Computing Cluster of the Data-Processing Centre

*Kolbanev M. O., Tatarnikova T. M., Vorobyov A. I.* IUS, 2012. N 3. P. 37–41.

A model of load balancing service which is implemented at the central node computing cluster in the data center is proposed. The service allows to adjust the incoming load so that the cluster did not arise imbalance of cluster nodes load and thus did not influence the performance characteristics of the data center.

*Keywords* — Computing Cluster, Data-Processing Center, Inquiry of the User, Loading Regulator, Model of Load Balancing in Cluster, General Information Resource.

Refs: 5 titles.

УДК 004.032.2: 004.932

Estimation of Minimum Length of Cycles in Quasi-Cyclic Regular LDPC Codes Based on the Permutation Matrices

*Ivanov F. I., Zyablov V. V., Potapov V. G.* IUS, 2012. N 3. P. 42–45.

The condition of absence of the length 4 cycles in parity-check matrices of regular quasi-cyclic LDPC codes which are based on permutation matrices is proven, the assemble of a binary LDPC code is built with minimum cycle length of 6. The results of the received code construction modeling are presented for the iterative algorithm Sum-Product when the codeword is transmitted through a binary channel with additive Gaussian white noise (AGWN).

*Keywords* — LDPC Code, Cycles, Permutation Matrix, Cyclic Shift.

Refs: 11 titles.

УДК 004.315.7

Увеличение широкополосности акустоэлектронных устройств обработки сигналов антенных решеток

*Кравец Е. В., Петров П. Н.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 46–53.

Рассматриваются акустоэлектронные устройства обработки сигналов линейных антенных решеток с масштабированием по скорости, по скорости и частоте, использующиеся в радио- и гидролокации, ультразвуковой дефектоскопии, звуковидении, медицинской диагностике. Специфический круг задач, решаемый этими устройствами, влияет на их топологию и параметры, в частности на диапазон рабочих частот, полосу пропускания, разрешение по углу и дальности. Предлагается устройство обработки сигналов ближней и дальней зон.

*Ключевые слова* — аналоговые процессоры, поверхностные акустические волны, пространственная обработка, антенные решетки, диаграммы направленности.

Список лит.: 9 назв.

УДК 654.165

Определение пропускной способности канала для размещения фемто-макрот в городской среде с плотным расположением пользователей

*Блаунштейн Н. Ш., Сергеев М. Б.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 54–62.

Рассматриваются вопросы совместного использования базовых станций макросети и точек доступа фемтосети или домашних базовых станций с распределением общих или выделенных несущих частот. Приведены результаты моделирования структуры для анализа улучшения пропускной способности канала в сложной городской среде. Представлен анализ неоднородной сети, состоящей из выделенных фемтосот для домашнего радиопокрытия в присутствии традиционного радиопокрытия макросот. Рассматриваются достоинства и недостатки различных вариантов размещения фемтосот на основе предложенного моделирования структуры сети.

*Ключевые слова* — беспроводные сети 4G, пропускная способность канала, фемтосота, фемтосеть.

Список лит.: 34 назв.

УДК 004.315.7

The Increase of Broadband of Surface Acoustic Waves Devices for Signal Processing of Antenna Arrays

*Kravetz E. V., Petov P. N.* IUS, 2012. N 3. P. 46–53.

Acoustoelectronic signal processors for linear antenna arrays with the scaling of speed, speed and frequency used in radio and sonar, ultrasonic flaw detection, medical diagnostics are considered. The specific range of problems solved by these devices affects their topology and parameters, in particular, operating frequency, bandwidth, resolution of the angle and distance. A device that interprets the signals of near and far zones is proposed.

*Keywords* — Analog Processors, Surface Acoustic Waves, Spatial Processing, Antenna Arrays, Directivity Pattern.

Refs: 9 titles.

УДК 654.165

Channel Capacity Prediction for Femtocell-Macrocell Deployment Strategies in the Urban Environments with Congested Layout of Users

*Blaunstein N. Sh., Sergeev M. B.* IUS, 2012. N 3. P. 54–62.

Optimization of channel capacity in the new fourth generation (4G) wireless networks became a key issue during the last decade. Co-existence of Macrocell Base Stations (MBSs) and Femtocell Access Points (FAPs) or Home Base Stations (HBS) with shared or dedicated carrier frequency allocations is considered in this paper. The simulation framework for analysis of channel capacity improvement in the complex urban environment is introduced. The analysis of a heterogeneous network consisting of dedicated femtocells for home coverage in presence of the traditional macrocell pattern is presented. The advantages and drawbacks for different deployment strategies are investigated using the proposed simulation framework.

*Keywords* — 4G Wireless Networks, Channel Capacity, Femtocell, Femto-network.

Refs: 34 titles.

УДК 691.396.946

Модель канала управления передачей смешанного трафика речи и данных в разнорысотной системе спутниковой связи

*Цветков К. Ю., Акмоллов А. Ф., Викторов Е. А.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 63–70.

Предложено обобщение математической модели протокола случайного множественного доступа при использовании коммутируемого спутникового моноканала с обнаружением активности приемных лучей и конфликтов пакетов. На основе данного протокола предлагается организовать канал управления передачей смешанного трафика речи и данных в разнорысотной системе спутниковой связи.

*Ключевые слова* — протокол, трафик, случайный множественный доступ, коммутируемый спутниковый моноканал.

Список лит.: 5 назв.

УДК 612.82; 519.6

Электрофизиологические корреляты умственной деятельности человека. Вейвлет-анализ

*Суворов Н. Б., Божоккин С. В., Полонский Ю. З.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 71–76.

В разработанной ранее биотехнической системе изучались пространственно-временные отношения между различными отделами коры головного мозга шахматистов высших квалификаций, играющих в шахматы с компьютерной программой. Для расчета спектральных интегралов электроэнцефалограмм применено интегральное вейвлет-преобразование. Путем расчета матриц кросскорреляций по Пирсону определены корреляционные отношения между спектральными интегралами электроэнцефалограмм различных отведений головного мозга. Пространственные отношения рассмотрены в динамике обдумывания хода в партии.

*Ключевые слова* — электроэнцефалограмма, игра в шахматы, вейвлет-анализ, спектральный интеграл, биотехническая система.

Список лит.: 17 назв.

УДК 004.021+00.416.3+681.5+681.514

Разладка, гомеостазис, измерение в рамках компенсационного принципа равновесия в динамических системах. Часть 2: Исследование конкретного алгоритма

*Тихонов Э. П.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 77–83.

Предлагаются и исследуются на основе общего подхода, рассмотренного в первой части статьи, конкретные модификации алгоритмов обнаружения разладки с анализом алгоритма по изменению математического ожидания сигнала. Предлагаемые алгоритмы обладают свойствами адаптации и самоорганизации, следствием чего является их слабая зависимость от априорных данных.

*Ключевые слова* — разладка, адаптация, итерационные алгоритмы, сходимость, измерение.

Список лит.: 7 назв.

УДК 691.396.946

Mathematical Modeling of Management Channel Organization for Speech and Data Mixed Traffic in Multitude of Satellites at Miscellaneous Height

*Tsvetkov K. Y., Akmollov A. F., Viktorov E. A.* IUS, 2012. N 3. P. 63–70.

The summary of division multiplex access protocol mathematical model using the switched satellite monochannel with reception rays activity and collisions disclosure is proposed. Organization of speech and data mixed traffic transmitting management channel in communication network formation based on multitude of satellites at miscellaneous height is suggested to be accomplished by means of the protocol.

*Keywords* — Protocol, Traffic, Division Multiplex Access, Switched Satellite Monochannel.

Refs: 5 titles.

УДК 612.82; 519.6

Electrophysiological Correlates of Human Intellectual Activity. Wavelet Analysis

*Suvorov N. B., Bozhokin S. V., Polonsky Yu. Z.* IUS, 2012. N 3. P. 71–76.

In the bioengineering system developed earlier spatial and time relations between various leads of the human brain cortex of top chess players playing chess with the computer program were studied. Integrated wavelet transformation is applied to calculate spectral integrals of electroencephalograms (EEG). The Correlations between spectral integrals in EEG of various areas of the brain are defined by calculation of matrixes of the Pearson correlation factors. Spatial relations are analyzed in dynamics of a move considering in party.

*Keywords* — Electroencephalogram, Chess Game, Wavelet Analysis, Spectral Integral, Bioengineering System.

Refs: 17 titles.

УДК 004.021+00.416.3+681.5+681.514

Imbalance, Homeostasis, Measurement in the Framework of the Mutual Compensation Principle in Dynamical Systems. Part 2: Adaptive Detection Imbalance

*Tikhonov E. P.* IUS, 2012. N 3. P. 77–83.

The specific modifications of algorithms for imbalance detection with analysis of the algorithm or mathematical expectation of the signal are proposed and investigated in the article on the basis of the general approach outlined in part 1 of the paper. The proposed algorithms have the properties of adaptation and self-organization that result in their weak dependence on a priori data.

*Keywords* — Imbalance, Adaptation, Iterative Algorithms, Convergence, Measurement.

Refs: 7 titles.



УДК 004.75

Управление модернизацией АСУ предприятием на основе информационной поддержки ее жизненного цикла

*Гришаков В. Г., Логинов И. В., Христенко Д. В.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 84–90.

Рассмотрен подход к управлению модернизацией АСУ предприятием на основе информационной поддержки ее жизненного цикла. Интеграция данных обо всех компонентах АСУ предприятием — от анализа потребностей предприятия и пользователей до сведений о введенных в эксплуатацию компонентов — позволяет улучшить управляемость и за счет этого повысить эффективность функционирования АСУ предприятия.

*Ключевые слова* — автоматизированная система управления предприятием, жизненный цикл, модернизация, информационная поддержка.

Список лит.: 15 назв.

УДК 336.7

Риски факторинговой операции и оценка ее эффективности

*Колесников А. М.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 91–93.

Рассматривается современное состояние факторинговых операций. Анализируется модель эффективности факторинговых операций Чессера. Предлагается алгоритм оценки эффективности факторинговых операций.

*Ключевые слова* — факторинговые операции, риски, алгоритм оценки, банки, дебиторские задолженности.

Список лит.: 6 назв.

УДК 519.652

Метод прогнозирования дорожной ситуации в условиях неполноты и зашумленности данных

*Вялых К. М.* Информационно-управляющие системы, 2012. № 3. С. 94–97.

Рассмотрен общий подход к прогнозированию загрузки городских транспортных магистралей, приведены предварительные результаты экспериментальных исследований. Описан алгоритм прогнозирования дорожной ситуации в условиях неполноты и зашумленности сигнала. Для оценки качества прогнозирования системы производилось сравнение с предсказанием экстраполяцией средней скорости.

*Ключевые слова* — дорожное движение, прогнозирование заторов, анализ временных рядов, метод главных компонент.

Список лит.: 5 назв.

УДК 004.75

Administrative Management of MIS Modernization Based on Lifecycle Information Support

*Grishakov V. G., Loginov I. V., Khristenko D. V.* IUS, 2012. N 3. P. 84–90.

The approach to Management Information System modernization management based on lifecycle information support is considered in the article. Integration of data concerning all components of MIS by the enterprise — beginning from user and enterprise requirements to information on the launched components — allows to improve management and, thus, to increase effectiveness of MIS operation by the enterprise.

*Keywords* — Management Information System, Lifecycle, Modernization, Information Support, Management.

Refs: 15 titles.

УДК 336.7

Risks of the Factoring Operation and its Efficiency Assessment

*Kolesnikov A. M.* IUS, 2012. N 3. P. 91–93.

The status quo of factoring operations is considered. Chesser's model of efficiency of factoring operations is analyzed. An algorithm for assessment of efficiency of factoring operations is proposed.

*Keywords* — Factoring Operations, Risks, Assessment Algorithm, Accounts Receivable.

Refs: 6 titles.

УДК 519.652

Traffic Prediction Method for Incomplete or Noisy Data

*Vyalykh K. M.* IUS, 2012. N 3. P. 94–97.

General approach to city traffic prediction is considered; some preliminary experimental results are given. The traffic prediction algorithm is proposed for incomplete or noisy traffic data. The predicted results were compared with the mean velocity extrapolation to assess quality of the prediction system.

*Keywords* — Road Traffic, Congestion Prediction, Time-Series Analysis, Principal Component Analysis.

Refs: 5 titles.

ISSN 1684-8853



ПРАВИТЕЛЬСТВО  
УДМУРТСКОЙ РЕСПУБЛИКИ



АДМИНИСТРАЦИЯ  
ГОРОДА ИЖЕВСКА



УДМУРТСКАЯ  
ТОРГОВО-ПРОМЫШЛЕННАЯ  
ПАЛАТА



ВЫСТАВОЧНЫЙ ЦЕНТР  
«УДМУРТИЯ»

# ИНФОТЕХ

II Всероссийская выставка  
информационных технологий

## 16-19 октября / 2012

**ПРИГЛАШАЕМ ПРЕДПРИЯТИЯ К УЧАСТИЮ В ВЫСТАВКЕ!**

### ТЕМАТИКА ВЫСТАВКИ

#### IT для государства

- Электронное правительство
- Универсальная электронная карта
- Системы информационной безопасности
- Межведомственный документооборот
- Технологии обработки данных

#### IT для бизнеса

- BPM, ERP и CRM системы
- Электронный документооборот
- Центры обработки данных
- WEB 2.0 (социальные сети, блоги и т.д.)
- Системы информационной безопасности
- Системы автоматизации финансового сектора
- Логистические решения

#### IT для жизни

- 3D
- Планшетные компьютеры
- Умный дом
- Мультимедиа
- Цифровое телевидение
- Hi-End и Hi-Fi - аппаратура
- Цифровое фото
- Социальные сети
- Игры
- Мобильные устройства
- Интернет и сеть для дома
- Персональная безопасность

Системы, средства и услуги связи

ОДНОВРЕМЕННО СОСТОИТСЯ  
ВСЕРОССИЙСКАЯ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ  
ВЫСТАВКА «РЕКЛАМА. ПОЛИГРАФИЯ. ДИЗАЙН»

Выставочный центр «УДМУРТИЯ»  
г. Ижевск, ул. Кооперативная, 9  
тел./факс: (3412) 731-171, 731-116, 733-624, 733-664  
it@vcudmurtia.ru; www.it.vcudm.ru

Информационные партнеры:



ПОСТАВЩИКИ МАШИН  
ОБОРУДОВАНИЯ

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

