

ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

6(43)/2009



6(43)/2009

РЕЦЕНЗИРУЕМОЕ ИЗДАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Учредитель
ОАО «Издательство «Политехника»»

Главный редактор
М. Б. Сергеев,
доктор технических наук, профессор

Зам. главного редактора
Г. Ф. Мощенко

Редакционный совет:
Председатель А. А. Оводенко,
доктор технических наук, профессор
В. Н. Васильев,
доктор технических наук, профессор
В. Н. Козлов,
доктор технических наук, профессор
Ю. Ф. Подоплекин,
доктор технических наук, профессор
Д. В. Пузанков,
доктор технических наук, профессор
В. В. Симаков,
доктор технических наук, профессор
А. Л. Фрадков,
доктор технических наук, профессор
Л. И. Чубраева,
доктор технических наук, профессор, чл.-корр. РАН
Р. М. Юсупов,
доктор технических наук, профессор, чл.-корр. РАН

Редакционная коллегия:
В. Г. Анисимов,
доктор технических наук, профессор
Е. А. Крук,
доктор технических наук, профессор
В. Ф. Мелехин,
доктор технических наук, профессор
А. В. Смирнов,
доктор технических наук, профессор
В. И. Хищенко,
доктор технических наук, профессор
А. А. Шалыто,
доктор технических наук, профессор
А. П. Шепета,
доктор технических наук, профессор
З. М. Юлдашев,
доктор технических наук, профессор

Редактор: А. Г. Ларионова
Корректор: Т. В. Звертановская
Дизайн: А. Н. Колешко, М. Л. Черненко
Компьютерная верстка: С. В. Барашкова
Ответственный секретарь: О. В. Муравцова

Адрес редакции: 190000, Санкт-Петербург,
Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ
Тел.: (812) 494-70-44
Факс: (812) 494-70-18
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 каталогам: «Роспечать»: № 48060, № 15385; «Пресса России»: № 42476.

© Коллектив авторов, 2009

ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

- Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М.** Метод наименьших квадратов в задачах вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем 2
Красильников Н. Н. Метод получения 3D-изображений, основанный на диффузном отражении света сканируемыми объектами 7
Чижов А. А. Аналитическая оценка эффективности разрезания групповых сосредоточенных целей проекционными методами 12

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

- Советов Б. Я., Цехановский В. В., Чертовской В. Д.** Проблемы адаптивного автоматизированного управления промышленным предприятием 18

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

- Миленин А. А., Шишлаков В. Ф.** Система автоматического управления ГЭС малой мощности методом частотного регулирования 25

ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА

- Малаховски Я. М., Шалыто А. А.** Реализация конечных автоматов на функциональных языках программирования 30
Новиков Ф. А., Тихонова У. Н. Автоматный метод определения проблемно-ориентированных языков (Часть 1) 34

КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

- Винель А. В.** Расчет вероятностно-временных характеристик протокола широкополосных передач в автомобильных сетях передачи данных 41

ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ

- Аксенова Е. А., Соколов А. В., Драц А. В.** Оптимальное управление n FIFO-очередями на бесконечном времени 46
Абрамов А. П., Петров П. Н. Акустоэлектронный фазовый демодулятор 55
Сенченко Ю. Л. Оптимизация механизма тарификации в режиме реального времени в WLAN/UMTS-сетях 59

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

- Вороховский Я. Л., Молоток В. В., Клуздин В. В., Пресленев Л. Н.** Измерение амплитуды упругих смещений кварцевого резонатора 63

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ

- Алексеев В. В., Соложенцев Е. Д.** Логико-вероятностный подход к управлению риском и эффективностью в структурно-сложных системах 67

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

- Аль-Хаками Али Мохаммед Омар.** Модель предоставления услуг по размещению ресурсов в корпоративных центрах обработки данных 72

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

АННОТАЦИИ

- Содержание журнала «Информационно-управляющие системы» за 2009 г. [№ 1–6] 80

ЛР № 010292 от 18.08.98.
Сдано в набор 9.10.09. Подписано в печать 10.12.09. Формат 60×84^{1/8}.
Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookC. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 10,1. Уч.-изд. л. 12,1. Тираж 1000 экз. Заказ 766.
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 629.191

МЕТОД НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ В ЗАДАЧАХ ВАРИАЦИОННОГО ОЦЕНИВАНИЯ СОСТОЯНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В. И. Миронов,

доктор техн. наук, профессор

Ю. В. Миронов,

доктор техн. наук, старший научный сотрудник

Р. М. Юсупов,

член-корреспондент РАН, доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН

Рассматривается применение вариационного подхода для решения задач статистического оценивания параметров состояния нелинейных динамических систем по критерию наименьших квадратов. Обсуждаются вопросы регуляризации оценок.

Ключевые слова — статистическое оценивание, нелинейные динамические системы, критерий наименьших квадратов, регуляризация.

Введение

Задачи оценивания параметров состояния и характеристик динамических систем по результатам измерений имеют широкое распространение на практике. Особенно важное место они занимают на всех этапах создания, экспериментальной отработки и эксплуатации объектов ракетно-космической, авиационной, корабельной техники, а также других сложных автоматических и автоматизированных систем, комплексов различного назначения и видовой принадлежности. Наиболее сложные задачи оценивания приходится, в частности, решать при навигационно-баллистическом обеспечении полетов космических аппаратов (КА), при разработке систем автономной навигации, в ходе летных испытаний и др.

Для решения данного круга задач часто применяется известный метод наименьших квадратов (МНК). Этот метод также находит широкое применение при обработке количественных результатов естественно-научных опытов, технических данных, астрономических и геодезических наблюдений и измерений.

Распространенность МНК во многом обусловлена тем, что при решении задач оценивания данным методом не требуется знания статистических характеристик ошибок измерений, которые

во многих случаях неизвестны или известны с невысокой точностью.

Технология использования МНК для решения различных прикладных задач применительно к динамическим системам широко освещена в отечественной и зарубежной литературе [1–9 и др.]. Она предусматривает составление критерия оптимальности, формирование нормальной системы уравнений и получение оптимальной оценки путем ее решения. По смыслу условия МНК представляют собой необходимые условия оптимальности, характерные для прямых методов оптимизации.

Вместе с тем МНК может быть реализован на основе использования условий оптимальности оценок вариационного типа. Некоторые вопросы обоснования и разработки соответствующей вариационной технологии рассматривались в работе авторов [10] для оценивания параметров орбитального движения КА.

Данная статья посвящена вопросам вариационного оценивания состояния нелинейной динамической системы по критерию наименьших квадратов. При этом определяются и конкретизируются необходимые условия оптимальности оценок вариационного типа применительно к моделям дискретных и дискретно-непрерывных измерений. Кроме того, рассматриваются вопросы регуляризации решений.

Постановка задачи

Рассмотрим задачу оценивания параметров движения динамического объекта, которая заключается в наилучшем в некотором смысле определении n -мерного вектора его исходного состояния \mathbf{x}_0 на заданный начальный момент времени $t = t_0$ по результатам измерений, проводимых в N точках t_i , заданных на интервале измерений $\tau = T - t_0$.

Задача. Пусть динамика объекта описывается векторным дифференциальным уравнением

$$\dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t), \quad \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0, \quad t \in [t_0, T]. \quad (1)$$

Измерениям подвергается m -мерный вектор

$$\boldsymbol{\psi}(t) = \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t)].$$

Измеренное значение вектора $\boldsymbol{\psi}$ в момент t_i обозначим как $\mathbf{y}(t_i) = \mathbf{y}_i$ и представим модель измерений в виде

$$\mathbf{y}(t_i) = \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t_i)] + \boldsymbol{\delta}_i, \quad i = 1(1)N; \quad t_i \in [t_0, T]. \quad (2)$$

Здесь $\boldsymbol{\delta}_i$ — m -мерный вектор случайных ошибок измерений.

Требуется найти такую оценку вектора \mathbf{x}_0 , которая обеспечивает минимальное значение функционала:

$$I = \sum_{i=1}^N \rho_i \{ \mathbf{y}(t_i), \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t_i)] \}, \quad (3)$$

где

$\rho_i = \{ \mathbf{y}(t_i) - \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t_i)] \}^T \mathbf{W}_i \{ \mathbf{y}(t_i) - \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t_i)] \}$, $i = 1(1)N$; \mathbf{W}_i — симметрические матрицы весовых коэффициентов.

Функции $\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t)$ и $\boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t)]$ будем считать однозначными, ограниченными, непрерывными и дифференцируемыми по всем своим аргументам во всей области их определения.

Предполагается выполнение известных условий наблюдаемости.

Вариационные условия оптимальности оценок

Для решения поставленной задачи представим функционал (3) в эквивалентной интегральной форме. Для этого введем функцию

$$\rho\{\mathbf{y}(t), \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t)]\} = \{ \mathbf{y}(t) - \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t)] \}^T \mathbf{W}(t) \{ \mathbf{y}(t) - \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t)] \},$$

где $\mathbf{y}(t)$ и $\mathbf{W}(t)$ — произвольные непрерывные дифференцируемые функции, принимающие в моменты t_i соответственно значения \mathbf{y}_i и \mathbf{W}_i (например, полиномы Лагранжа).

Тогда функционал (3) принимает вид

$$I = \int_{t_0}^T \rho\{\mathbf{y}(t), \boldsymbol{\psi}[\mathbf{x}(t)]\} \sum_{i=1}^N \delta(t - t_i) dt$$

где $\delta(t - t_i)$ — импульсная дельта-функция.

Получим необходимые условия оптимальности \mathbf{x}_0 . Поскольку оптимальному значению \mathbf{x}_0 соответствует и оптимальная траектория $\mathbf{x}(\mathbf{x}_0, t)$, то и условия оптимальности этой траектории можно рассматривать в качестве условий оптимальности \mathbf{x}_0 . Для определения таких условий, следуя известной процедуре вариационного исчисления, введем функцию

$$H(\mathbf{x}, \boldsymbol{\lambda}, t) = \sum_{j=1}^n \lambda_j \boldsymbol{\varphi}_j(\mathbf{x}, t) + \rho\{\mathbf{y}(t), \boldsymbol{\psi}(\mathbf{x}, t)\} \sum_{i=1}^N \delta(t - t_i)$$

и составим расширенный функционал

$$I^* = \int_{t_0}^T \left[- \sum_{j=1}^n \lambda_j(t) \frac{\partial x_j}{\partial t} + H \right] dt.$$

Рассмотрим далее первую вариацию этого функционала

$$\delta I^* = \int_{t_0}^T \left[- \sum_{j=1}^n \lambda_j(t) \delta t \left(\frac{\partial x_j}{\partial t} \right) + \sum_{j=1}^n \frac{\partial H}{\partial x_j} \delta x_j \right] dt.$$

После интегрирования по частям это выражение принимает следующий вид:

$$\delta I^* = \sum_{j=1}^n \lambda_j(t_0) \delta x_j(t_0) + \sum_{j=1}^n \lambda_j(T) \delta x_j(T) + \int_{t_0}^T - \sum_{j=1}^n \left(\frac{\partial \lambda_j}{\partial t} + \frac{\partial H}{\partial x_j} \right) \delta x_j dt. \quad (4)$$

Необходимые условия оптимальности оценки вектора \mathbf{x}_0 определяются из условия равенства нулю первой вариации функционала

$$\delta I^* = 0. \quad (5)$$

Поэтому из (4) и (5) получаем следующие необходимые условия оптимальности траектории $\mathbf{x}(\mathbf{x}_0, t)$ в виде известных уравнений Эйлера

$$\frac{d\lambda_j}{dt} = - \frac{\partial H}{\partial x_j}, \quad j = 1(1)n$$

и граничных условий

$$\lambda_j(t_0) = 0, \quad \lambda_j(T) = 0, \quad j = 1(1)n.$$

Эти условия вместе с уравнениями движения (1) образуют систему уравнений, решение которой относительно неизвестного значения \mathbf{x}_0

и определяет как оптимальную оценку \mathbf{x}_0 , так и порождаемую ей траекторию $\mathbf{x}(\mathbf{x}_0, t)$.

Сформулируем данный результат в виде следующей теоремы.

Теорема 1. Оптимальная оценка вектора \mathbf{x}_0 и соответствующая ей оптимальная траектория доставляют решение краевой задаче для следующей системы дифференциальных уравнений:

$$\dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t); \quad \dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial \bar{\boldsymbol{\varphi}}^T}{\partial \mathbf{x}} \boldsymbol{\lambda} - \frac{\partial \rho}{\partial \mathbf{x}}[\mathbf{y}, \boldsymbol{\Psi}(\mathbf{x}), t] \sum_{i=1}^N \delta(t - t_i)$$

при граничных условиях

$$\boldsymbol{\lambda}(t_0) = \boldsymbol{\lambda}(T) = \mathbf{0}.$$

Эта краевая задача выражает необходимые условия оптимальности вариационного типа при идентификации параметров модели нелинейной динамической системы.

Отметим особенность интегрирования сопряженной системы, которая определяется наличием в правых частях дифференциальных уравнений импульсных дельта-функций. Это вызывает в моменты t_i скачкообразное изменение соответствующих сопряженных переменных на величину производной от критериальной функции ρ по вектору состояния динамического процесса

$$\boldsymbol{\lambda}(t_i^+) = \boldsymbol{\lambda}(t_i^-) + \Delta \boldsymbol{\lambda}(t_i),$$

где

$$\Delta \boldsymbol{\lambda}(t_i) = \frac{\partial \rho}{\partial \mathbf{x}} \{\mathbf{y}_i, \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t_i)]\}, \quad i = 1(1)N.$$

С учетом скачков сопряженных переменных теорему 1 можно переформулировать в следующем эквивалентном виде.

Теорема 2. Оптимальная оценка вектора \mathbf{x}_0 и соответствующая ей оптимальная траектория доставляют решение краевой задаче для следующей системы дифференциальных уравнений:

$$\dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t); \quad \dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial \boldsymbol{\varphi}^T}{\partial \mathbf{x}} \boldsymbol{\lambda} \quad (6)$$

при граничных условиях

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\lambda}(t_0) &= \boldsymbol{\lambda}(T) = \mathbf{0}; \\ \boldsymbol{\lambda}(t_i^+) &= \boldsymbol{\lambda}(t_i^-) + \frac{\partial \boldsymbol{\Psi}^T(t_i)}{\partial \mathbf{x}_i} \mathbf{W}_i \{\mathbf{y}_i - \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t_i)]\}, \\ i &= 1(1)N. \end{aligned} \quad (7)$$

Согласно этим условиям, для получения оптимальной оценки вектора \mathbf{x}_0 необходимо решить краевое уравнение

$$\boldsymbol{\lambda}(\mathbf{x}_0, T) = \mathbf{0},$$

заданное неявно на процедурах интегрирования системы (6). Для этого можно применить извест-

ные численные методы поиска корней нелинейных уравнений, например метод Ньютона, его модификации и др.

При наличии непрерывных или дискретно-непрерывных измерений в приведенные выше вариационные условия оптимальности оценок вносятся соответствующие изменения.

Так, например, если помимо дискретных измерений (2) проводятся и непрерывные измерения согласно модели

$$\mathbf{y}_1(t) = \boldsymbol{\Psi}_1[\mathbf{x}(t)] + \boldsymbol{\delta}_1(t),$$

где $\boldsymbol{\delta}_1(t)$ — вектор ошибок измерений, и если относительный вес этих измерений задается весовой матрицей $\mathbf{W}(t)$, то краевая задача комплексного оценивания принимает вид

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t); \quad \dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial \boldsymbol{\varphi}^T}{\partial \mathbf{x}} \boldsymbol{\lambda} + \frac{\partial \boldsymbol{\Psi}_1^T}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{W}(t) \{\mathbf{y}_1(t) - \boldsymbol{\Psi}_1[\mathbf{x}(t)]\}; \\ \boldsymbol{\lambda}(t_0) &= \boldsymbol{\lambda}(T) = \mathbf{0}; \\ \boldsymbol{\lambda}(t_i^+) &= \boldsymbol{\lambda}(t_i^-) + \frac{\partial \boldsymbol{\Psi}^T(t_i)}{\partial \mathbf{x}_i} \mathbf{W}_i \{\mathbf{y}_i - \boldsymbol{\Psi}[\mathbf{x}(t_i)]\}, \quad i = 1(1)N. \end{aligned}$$

Регуляризация оптимальных статистических оценок

Как известно, многие задачи статистического оценивания могут быть отнесены к некорректным обратным задачам. Мощным средством решения таких задач является метод регуляризации, созданный А. Н. Тихоновым и развитый во многих работах.

В случае некорректности (плохой обусловленности) исходной задачи в соответствии с методом регуляризации [11] в качестве ее приближенного решения следует принять такое значение вектора \mathbf{x}_0 , на котором сглаживающий функционал

$$I_\alpha = I(\mathbf{x}_0) + \alpha F(\mathbf{x}_0) \quad (8)$$

принимает экстремальное значение.

Выбор стабилизирующего функционала (стабилизатора) $F(\mathbf{x}_0)$ определяется характером решаемой задачи и обычно основан на априорной информации об искомым параметрах \mathbf{x}_0 . Параметр регуляризации α ($\alpha > 0$) также должен быть определенным образом согласован как с априорными данными о \mathbf{x}_0 , так и с характеристиками ошибок измерений.

Очевидно, что необходимые условия оптимальности оценок вариационного типа применительно к функционалу I_α (8) могут быть получены на основе использования условий теоремы 2.

Действительно, применение функционала (8) эквивалентно добавлению в функционал (3) слагаемого

$$\rho_0[\mathbf{x}(t_0)] = \alpha F(\mathbf{x}_0).$$

Тогда по теореме 2 в системе условий (7) появляется дополнительное граничное условие

$$\lambda(t_0^+) = \lambda(t_0^-) - \frac{\partial \rho_0(\mathbf{x}_0)}{\partial \mathbf{x}_0}.$$

Поскольку, согласно (7), $\lambda(t_0^-) = 0$, то при регуляризации оптимальных оценок сопряженная система должна интегрироваться при начальном условии

$$\lambda(t_0) = -\frac{\partial \rho_0(\mathbf{x}_0)}{\partial \mathbf{x}_0} = -\alpha \frac{\partial F(\mathbf{x}_0)}{\partial \mathbf{x}_0}.$$

Соответствующий результат сформулируем в виде следующей теоремы.

Теорема 3. Регуляризованная оценка вектора \mathbf{x}_0 в исходной задаче и порождаемая ей регуляризованная траектория $\mathbf{x}(\mathbf{x}_0, t)$ доставляют решение двухточечной краевой задаче для канонической системы

$$\dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}, t); \quad \dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\frac{\partial \Phi^T}{\partial \mathbf{x}} \boldsymbol{\lambda}$$

при граничных условиях

$$\begin{aligned} \lambda(t_0) &= -\alpha \frac{\partial F(\mathbf{x}_0)}{\partial \mathbf{x}_0}; \quad \lambda(T) = 0; \quad \lambda(t_i^+) = \\ &= \lambda(t_i^-) + \frac{\partial \Psi^T(t_i)}{\partial \mathbf{x}_i} \mathbf{W}_i \{ \mathbf{y}_i - \bar{\Psi}[\mathbf{x}(t_i)] \}, \quad i = 1(1)N. \end{aligned} \quad (9)$$

При решении задач навигационного оценивания обычно для стабилизирующего функционала принимается выражение вида [8]

$$\alpha F(\mathbf{x}_0) = (\mathbf{x}_b - \mathbf{x}_0)^T \mathbf{C}(\mathbf{x}_b - \mathbf{x}_0),$$

где \mathbf{x}_b — заданный опорный вектор, близкий к истинному значению \mathbf{x}_0 ; \mathbf{C} — некоторая симметрическая положительно определенная матрица.

В этом случае для определения начального значения сопряженного вектора $\lambda(t_0)$ в условиях (9) теоремы 3 получаем расчетное соотношение

$$\lambda(t_0) = \mathbf{C}(\mathbf{x}_b - \mathbf{x}_0).$$

Утверждения теоремы 3 можно конкретизировать для типовых задач, связанных с определением регуляризованных оценок при различных структурах стабилизатора $F(\mathbf{x}_0)$.

Определение параметров орбиты космического аппарата по результатам измерений

Рассмотрим особенности применения вариационного МНК на примере решения задачи статистического оценивания параметров движения

КА по результатам текущих навигационных измерений, проводимых его бортовой аппаратурой, работающей по сигналам спутниковой навигационной системы. Движение КА будем рассматривать в центральном гравитационном поле Земли. Соответствующие уравнения движения в абсолютной геоцентрической системе координат имеют вид [9]

$$\dot{\mathbf{r}} = \mathbf{v}; \quad \dot{\mathbf{v}} = -\frac{\pi_0}{r^3} \mathbf{r}; \quad r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2},$$

где $\mathbf{r} = [x, y, z]^T$ и $\mathbf{v} = [v_x, v_y, v_z]^T$ — векторы координат и скорости движения КА соответственно; $\pi_0 = 398600,44 \text{ км}^3/\text{с}^2$ — постоянная притяжения Земли.

Проводятся прямые полные измерения элементов векторов \mathbf{r} и \mathbf{v} , так что модель измерений принимает вид

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{r} + \delta \mathbf{r}; \quad \mathbf{y}_2 = \mathbf{v} + \delta \mathbf{v},$$

где $\delta \mathbf{r}$, $\delta \mathbf{v}$ — ошибки измерений.

Составим соответствующую сопряженную систему дифференциальных уравнений:

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}_r = \frac{\pi_0}{r^3} \left[\boldsymbol{\lambda}_v - \frac{3}{r^2} (\mathbf{r} \mathbf{r}^T) \boldsymbol{\lambda}_v \right]; \quad \dot{\boldsymbol{\lambda}}_v = -\boldsymbol{\lambda}_r;$$

$$\boldsymbol{\lambda} = [\boldsymbol{\lambda}_r, \boldsymbol{\lambda}_v]^T = [\lambda_x, \lambda_y, \lambda_z, \lambda_{v_x}, \lambda_{v_y}, \lambda_{v_z}]^T.$$

В соответствии с теоремой 2 для оптимального оценивания вектора начального состояния КА $\mathbf{q}_0 = [\mathbf{r}, \mathbf{v}]^T$ необходимо решить двухточечную краевую задачу для приведенных уравнений движения и сопряженных уравнений с учетом следующих граничных условий:

$$\lambda(t_0) = 0; \quad \lambda(T) = 0; \quad \lambda_r(t_i^+) = \lambda_r(t_i^-) + [\mathbf{y}_1 - \mathbf{r}(t_i)];$$

$$\lambda_v(t_i^+) = \lambda_v(t_i^-) + [\mathbf{y}_2 - \mathbf{v}(t_i)], \quad i = 1(1)N.$$

Таким образом, решение задачи сводится к поиску корней краевого уравнения

$$\boldsymbol{\lambda}(\mathbf{q}, T) = 0.$$

Применение метода Ньютона приводит к следующему итерационному алгоритму:

$$\mathbf{q}_{k+1} = \mathbf{q}_k - \left[\frac{\partial \boldsymbol{\lambda}(\mathbf{q}, T)}{\partial \mathbf{q}} \right]_k^{-1} \boldsymbol{\lambda}(\mathbf{q}_k, T), \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

Некоторые результаты расчетов приведены в табл. 1 и 2.

Расчеты проводились для спутника, находящегося на орбите с высотой $h = 1000 \text{ км}$ и эксцентриситетом $e = 0,003$. С помощью датчика случайных величин по нормальному закону распределения на мерном интервале $T = 100 \text{ с}$ модели-

■ Таблица 1. Результаты оптимального оценивания

Оцениваемые параметры	Точные значения	Начальное приближение	Оптимальные оценки	Ошибки оценивания
x_0 , км	0	50	0,003	0,003
y_0 , км	-7349,636	-7299,636	-7349,647	-0,011
z_0 , км	0	50	-0,011	-0,011
v_{x_0} , км/с	0,89879	0,94879	0,89864	-0,00015
v_{y_0} , км/с	0,00571	0,05571	0,00590	0,00019
v_{z_0} , км/с	7,32007	7,37007	7,32024	0,00017

■ Таблица 2. Сходимость вычислительного процесса

Номер итерации	Ошибки оценивания					
	δx_0 , м	δy_0 , м	δz_0 , м	δv_{x_0} , м/с	δv_{y_0} , м/с	δv_{z_0} , м/с
0	50000	50000	50000	50	50	50
1	6	-9	-8	0,32	0,13	0
2	3	-11	-11	0,15	0,19	0,17
3	3	-11	-11	0,15	0,19	0,17

ровалась с шагом $\Delta t = 1$ с статистическая выборка прямых измерений вектора текущего состояния КА. При этом предельные ошибки измерений задавались значениями 100 м по элементам вектора координат и 1 м/с — по элементам вектора скорости.

В табл. 1 даны точные значения параметров начального фазового состояния КА в абсолютной геоцентрической системе координат, принятое начальное приближение элементов уточняемого вектора, полученные в результате вариационной обработки измерений оптимальные оценки, а также характеристики точности оценивания. В табл. 2 представлены значения ошибок оценивания по итерациям.

Приведенные данные таблиц свидетельствуют о достаточно высокой точности и скорости сходимости вычислительного процесса.

Заключение

В заключение отметим, что предлагаемые методические средства могут быть использованы при разработке и модернизации алгоритмов оптимального оценивания нелинейных динамических объектов различных типов в составе автоматизированных комплексов обработки наблюдений и мониторинга динамического состояния процессов. Алгоритмы вариационного типа могут применяться самостоятельно или параллельно с традиционными алгоритмами прямого оптимального оценивания для контроля правильности вычислений и обеспечения надежности расчетов. Они также рекомендуются при решении задач тестирования приближенных алгоритмов оценивания и обоснования эффективного состава и программы измерений.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект № 09-08-00259).

Литература

- Аким Э. Л., Энеев Т. М. Определение параметров движения космических аппаратов по данным траекторных измерений // Космические исследования. 1963. Т. 1. № 1. С. 5–50.
- Брандин Н. К., Разоренов Г. Н. Определение траекторий КА. — М.: Машиностроение, 1978. — 216 с.
- Космические траекторные измерения / Под ред. П. А. Агаджанова, В. Е. Дулевича, А. А. Коростелева. — М.: Сов. радио, 1969. — 504 с.
- Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. — М.: Физматгиз, 1958. — 350 с.
- Мудров В. И., Кушко В. П. Методы обработки измерений. — М.: Сов. радио, 1976. — 190 с.
- Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977. — 432 с.
- Статистические методы обработки результатов наблюдений / Под ред. Р. М. Юсупова / МО СССР, 1984. — 563 с.
- Степанов М. Г. Введение в теорию смещенного оценивания параметров движения космических аппаратов по ограниченным данным / ВИККА им. А. Ф. Можайского. — СПб., 1993. — 135 с.
- Эльясберг П. Е. Определение движения по результатам измерений. — М.: Наука, 1976. — 416 с.
- Миронов В. И., Миронов Ю. В. Вариационный подход к статистическому оцениванию параметров орбитального движения космических аппаратов. — СПб.: ВИКУ им. А. Ф. Можайского, 2002. — 166 с.
- Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. — М.: Наука, 1979. — 288 с.

УДК 612.8

МЕТОД ПОЛУЧЕНИЯ 3D-ИЗОБРАЖЕНИЙ, ОСНОВАННЫЙ НА ДИФFUЗНОМ ОТРАЖЕНИИ СВЕТА СКАНИРУЕМЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Н. Н. Красильников,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Описан метод получения 3D-изображений объектов, основанный на том, что сила света, диффузно отражаемого сканируемыми объектами, зависит только от угла падения исходного луча на рассеивающую поверхность и от коэффициента ее отражения. Приводятся результаты экспериментальных исследований, подтверждающие эффективность рассмотренного метода.

Ключевые слова — 3D-изображения, 3D-сканирование, диффузное отражение.

Введение

На пути создания реалистичных трехмерных изображений сцен среди прочих можно выделить проблему трехмерного сканирования. В настоящее время наиболее популярными технологиями бесконтактного трехмерного сканирования являются:

- 1) технология, основанная на использовании стереоизображений;
- 2) технология, использующая структурированный свет;
- 3) лазерная технология.

Первая технология заключается в фотографировании объекта сканирования с различных точек и воссоздании на основе полученных изображений его трехмерной модели [1]. Основным недостатком этой технологии состоит в том, что, используя ее, трудно обеспечить точное соответствие для пикселей на изображениях, полученных с двух камер, в бесструктурных областях объекта, вследствие чего точность получаемых 3D-изображений недостаточна.

При второй технологии на сканируемый объект проецируется решетка из линий (реже из точек), образующих на нем узор, состоящий из отдельных полос [2, 3]. Объект, на который спроецирована решетка, фотографируется камерами, расположенными таким образом, что их оптические оси образуют с оптической осью проектора значительные углы. Полученные фотографии вводятся в компьютер. Поскольку различные ча-

сти отражающей поверхности сканируемого объекта, на который проецируется решетка, расположены на различном удалении от проектора, на фотографиях объекта спроецированные на него линии решетки будут расположены на различных расстояниях друг от друга. Эти расстояния измеряются, и по ним определяются недостающие третьи координаты оболочки сканируемого объекта. Текстура объекта получается путем его фотографирования без решетки.

Несмотря на кажущуюся простоту описанной технологии и рекламируемую изготовителями сканеров автоматичность режима, процесс получения 3D-изображений оказывается весьма трудоемким и требует больших затрат ручного труда. В настоящее время полностью автоматических систем общего назначения не существует. При получении 3D-изображения объекта по нескольким проекциям необходимо производить сшивание этих изображений, а для этого нужно предварительно произвести калибровку камер, т. е. определить их взаимное расположение. Кроме того, при работе с объектами, различные части которых имеют сильно различающуюся детализацию, необходимо вручную добавлять точки в создаваемую модель, в областях высокой детальности [1–4].

При лазерной технологии применяют как лазерные датчики, так и цифровую фототехнику. Использование лазеров позволяет непосредственно получать третью координату путем измерения времени задержки светового сигнала, отражен-

ного от поверхности сканируемого объекта, в то время как направление лазерного луча дает две другие координаты. Применение же цифровой фототехники позволяет создавать 3D-модели объектов с текстурами. Достоинством лазерных сканеров является возможность сканировать крупные объекты. Однако результаты сканирования, как и в предыдущем случае, требуют трудоемкого последующего редактирования, на которое затрачивается много времени.

Рассмотрим метод трехмерного сканирования, в значительной степени свободный от указанных недостатков.

Исследование метода 3D-сканирования, основанного на диффузном рассеянии света

Как известно, информацию о глубине наблюдаемой сцены зрительная система получает целым рядом путей. К ним относятся не только стереоскопический, но и другие эффекты, в частности, наличие перспективных искажений в проекции этой сцены на сетчатку глаз, а главным образом — распределение светотеней на изображениях объектов. Эта особенность проекций объектов (изображений) была давно замечена и широко используется в живописи. Так, наличие на изображении объекта светотеней, обусловленных тем, что количество света, попадающего в глаза зрителя, наблюдающего объект, зависит от интенсивности света, падающего на диффузно отражающую поверхность объекта, угла между нормалью к отражающей поверхности и направлением на источник света, а также от коэффициента отражения этой поверхности, позволяет судить о рельефности объекта. Благодаря этому на двумерной фотографии мы легко отличаем цилиндрическую колонну от колонны, имеющей квадратное сечение.

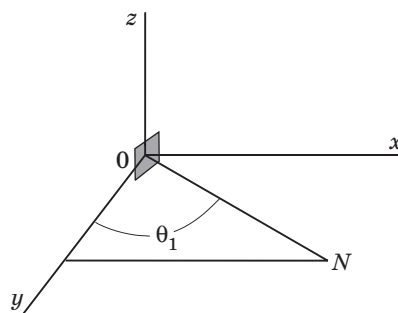
Рассмотрим более подробно процесс образования светотеней на изображении объекта и метод использования информации, содержащейся в этом распределении, для получения 3D-изображений. При этом будем считать, что объект диффузно отражает падающий на него свет. Поскольку сила света, отражаемая различными частями объекта, зависит от углового положения отражающих поверхностей по отношению к направлению, из которого падает свет, то, измеряя силу света, исходящего от каждой точки поверхности объекта, можно определить угловое положение поверхности в этих точках. Зная угловое положение различных точек поверхности объекта, нетрудно определить третью координату (удаленность от наблюдателя) этих точек, расположенных на видимой части поверхности. Рассмотрение проведем в нескольких приемах.

Вначале рассмотрим простой случай, когда диффузно отражающая свет поверхность, представляющая оболочку объекта, параллельна оси z (рис. 1). Поместим источник, создающий пучок параллельных лучей света, на координатной оси y , а камеру, посредством которой получается изображение этой поверхности, — на координатной оси x , на достаточно большом расстоянии от фотографируемой поверхности, так, чтобы можно было пренебречь перспективными искажениями изображения. Поскольку, по принятому условию, поверхность объекта диффузно отражает падающий на нее свет, то, согласно закону Ламберта, сила света, отраженная этой поверхностью, будет одинакова во всех направлениях. Сила света I_1 , диффузно отраженная поверхностью, как известно, определяется не только силой падающего света I и коэффициентом отражения поверхности K ($0 < K < 1$), но и косинусом угла θ_1 между нормалью N к диффузно отражающей поверхности и направлением на источник света:

$$I_1 = IK \cos \theta_1. \quad (1)$$

Если известны сила падающего света и коэффициент отражения, то по формуле (1) можно определить угол θ_1 между нормалью к отражающей поверхности, которая (нормаль) будет лежать в плоскости, параллельной координатной плоскости x, y , и направлением на источник света. Определив углы θ_1 для каждой точки отражающей поверхности, можно построить саму поверхность, т. е. трехмерное изображение освещенной части оболочки объекта, обращенной в сторону камеры. При этом расстояние от построенной таким образом поверхности до начала системы координат остается неопределенным, но это и неважно, поскольку, в конечном итоге, интерес представляет не расположение сканируемого объекта в пространстве, а его форма (оболочка).

Усложним задачу. Будем теперь считать, что коэффициент отражения оболочки объекта неиз-



■ Рис. 1. Диффузно отражающая свет поверхность, параллельная оси z

вестен и может изменяться от точки к точке. В данном случае формулы (1) будет уже недостаточно для определения угла θ_1 , поскольку неизвестных величин две — угол θ_1 и коэффициент отражения K , а уравнение одно. Однако эта трудность легко обходится. Для этого достаточно воспользоваться вторым источником света, идентичным первому, но помещенным, например, на оси x , и измерить силу света, отраженного этой же точкой поверхности от второго источника света:

$$I_2 = IK \cos \theta_2,$$

где θ_2 — угол между нормалью к диффузно отражающей поверхности и направлением на второй источник света. В этом случае, как нетрудно видеть, углы θ_1 и θ_2 будут находиться в соотношении $\theta_2 = \pi/2 - \theta_1$. Взяв отношение I_1/I_2 и выражая θ_2 через θ_1 , запишем

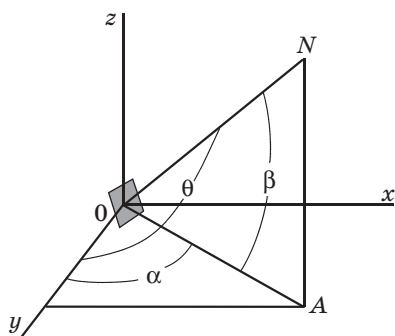
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{IK \cos \theta_1}{IK \cos(\pi/2 - \theta_1)},$$

что после очевидных преобразований дает

$$\operatorname{ctg} \theta_1 = I_1/I_2. \quad (2)$$

Далее, используя формулы (1) и (2), можно определить коэффициент отражения поверхности объекта для каждой ее точки.

Перейдем теперь к рассмотрению еще более сложного случая, когда рассеивающая поверхность произвольно ориентирована в пространстве (рис. 2). Как и ранее, поместим источник параллельных лучей света на оси координат y . Введем обозначения. Угол, заключенный между нормалью к отражающей поверхности и координатной плоскостью y, x (угол места), обозначим через β , а угол, заключенный между осью координат y и проекцией нормали к отражающей поверхности на координатную плоскость y, x (азимут), обозначим через α . При этом косинус угла между нормалью к отражающей поверхности и направлением на источник равен $\cos \theta = \cos \alpha \cos \beta$, и, следовательно:



■ Рис. 2. Диффузно отражающая поверхность, произвольно ориентированная в пространстве

$$I_1 = IK \cos \alpha \cos \beta. \quad (3)$$

Целью дальнейшего анализа является определение углов α и β , а также коэффициента отражения поверхности K , т. е. трех неизвестных, для чего необходимо иметь три уравнения (значение I можно задать при выполнении эксперимента). Недостающие два уравнения получим следующим образом. Вначале поместим источник света так, чтобы он оказался на оси x , и проведем измерения, а затем поместим его на оси z и тоже проведем измерения. В результате этих измерений будут получены два недостающих уравнения:

$$\begin{aligned} I_2 &= IK \cos(\pi/2 - \alpha) \cos \beta; \\ I_3 &= IK \cos \alpha \cos(\pi/2 - \beta), \end{aligned}$$

где I_2 и I_3 — интенсивности отраженных лучей второго и третьего источников света. Значения котангенсов углов α и β при этом определяются следующим образом:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{IK \cos \alpha \cos \beta}{IK \cos(\pi/2 - \alpha) \cos \beta} = \frac{\cos \alpha}{\sin \alpha} = \operatorname{ctg} \alpha; \quad (4)$$

$$\frac{I_1}{I_3} = \frac{IK \cos \beta \cos \alpha}{IK \cos(\pi/2 - \beta) \cos \alpha} = \frac{\cos \beta}{\sin \beta} = \operatorname{ctg} \beta. \quad (5)$$

Таким образом, для каждой точки поверхности сканируемого объекта, видимой для камеры, определяется поле направлений нормали к этой поверхности, т. е. углы α и β , что дает возможность построить видимую часть этой поверхности. Процедура построения поверхности видимой части объекта заключается в следующем. Вначале для произвольной точки его поверхности с координатами y_0 и z_0 задается произвольное значение координаты x_0 , которое удобно принять равным нулю. После этого, перемещаясь по произвольному пути из точки с координатами y_0 и z_0 в точку, для которой определяется координата глубины x_1 , координаты которой y_1 и z_1 , производится наращивание координаты x на каждом шаге. При этом результирующее значение координаты глубины определится по формуле

$$x_1 = \int_{y_0}^{y_1} \operatorname{ctg} \alpha(y, z_1) dy + \int_{z_0}^{z_1} \operatorname{ctg} \beta(y_1, z) dz. \quad (6)$$

При работе с дискретными изображениями, что и имеет место на практике, интегралы в формуле (6) заменяются суммами, а координаты y и z заменяются номерами столбцов и строк, в которых расположены пиксели исходных двумерных изображений:

$$M = \sum_{n_0}^N \operatorname{ctg} \alpha(L, n) + \sum_{l_0}^L \operatorname{ctg} \beta(l, N). \quad (7)$$

В этой формуле введены следующие обозначения: l и n — соответственно текущие номера строки и столбца изображения, полученного посредством камеры; l_0 и n_0 — номера строки и столбца произвольной точки поверхности, для которой координата глубины принята равной нулю, а L и N — номера строки и столбца пикселя, для которого измеряется третья дискретная координата M , шаг дискретизации которой равен шагу дискретизации исходных двумерных изображений.

Далее, зная котангенсы углов α и β , найдем их косинусы $\cos\alpha$ и $\cos\beta$, а затем из уравнения (3) вычислим значение коэффициента отражения K по формуле

$$K = \frac{I_1}{I \cos\alpha \cos\beta}.$$

Таким образом, измеряя в каждой точке двумерных изображений трехмерного объекта силу диффузно отраженного света при трех различных положениях его источников, для каждой точки изображения определяем величину наклона отражающей поверхности по отношению к выбранным координатным осям, а также коэффициент отражения поверхности. Обратим внимание на то, что для определения величин наклона отражающей поверхности при различных ее ориентациях необходимо каждый раз источники света располагать таким образом, чтобы точка поверхности, для которой производится измерение, была доступна для освещения каждому из трех используемых источников света, т. е. не затенялась бы другими частями оболочки объекта.

Обратим также внимание и на то, что в рассмотренном случае в результате сканирования получается трехмерное изображение только той части объекта, которая обращена к камере, а следовательно, имеется на используемых при измерениях двумерных изображениях. Для получения трехмерного изображения всего объекта необходимо произвести его съемку со всех сторон и сшивку всех полученных при этом трехмерных изображений. В отличие от рассмотренных ранее методов сканирования, сшивка в данном случае намного проще, что является серьезным достоинством этого метода. Это обусловлено тем, что третья координата сканируемого объекта (глубина) здесь определяется для каждого пикселя исходных двумерных изображений, благодаря чему при сшивке отдельные фрагменты трехмерного объекта легко совмещаются.

Недостатком рассмотренного метода, как, впрочем, и других известных методов 3D-сканирования, использующих свет, является то, что он ориентирован на работу с объектами, диффузно отражающими свет. Для сканирования объектов, имеющих блестящие поверхности, таких

как, например, окрашенный кузов автомобиля, их необходимо предварительно покрывать антибликовым составом (распыляя из баллончика), создающим белую матовую поверхность, так, как это принято делать при известных методах, использующих структурированный свет.

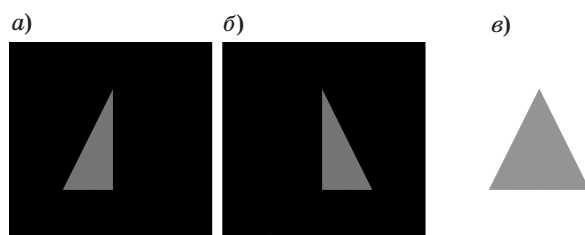
Экспериментальная проверка

Для экспериментальной проверки описанного метода 3D-сканирования был выбран сравнительно простой объект, а именно пирамида, поверхность которой диффузно отражала свет. Пирамида была расположена таким образом, чтобы ее вертикальная ось совпадала с координатной осью z , а боковые ребра были бы равноудалены от координатной плоскости y, z . При таком расположении пирамиды яркость пикселей вдоль контуров ее изображения была постоянна. В эксперименте использовались фронтальное и боковые освещения (рис. 3). Благодаря выбранному расположению пирамиды оказалось возможным при определении третьей координаты трехмерного изображения для очередного пикселя каждый раз перемещаться только в одном направлении, вдоль очередной строки, принимая значение третьей координаты для границы объекта (ребра пирамиды) равным нулю.

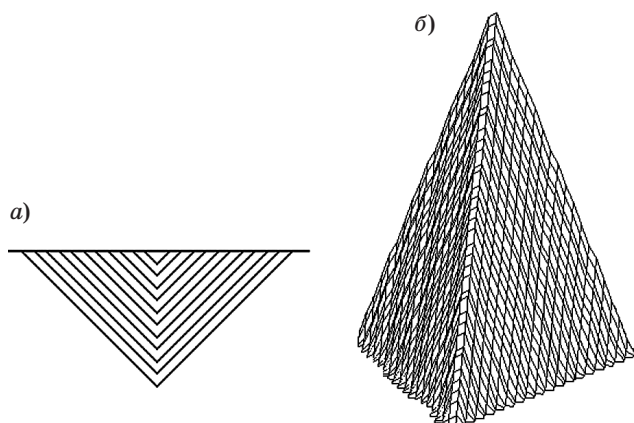
С учетом сказанного, поскольку второе слагаемое формулы (7) всегда равно нулю, координата глубины M может быть найдена следующим образом:

$$M = \sum_{n_0}^N \operatorname{ctg}\alpha(L, n). \quad (8)$$

При выполнении эксперимента вначале были получены двумерные цифровые изображения пирамиды при трех различных положениях источников света — спереди, слева и справа (см. рис. 3). Изображения различались между собой только направлением освещения, поскольку съемка делалась при неизменном положении камеры и объекта. На изображениях рис. 3, а, б фон, на кото-



■ Рис. 3. Изображения пирамиды, полученные при неизменном положении камеры и объекта, различающиеся между собой только направлением освещения: а — боковое освещение слева; б — боковое освещение справа; в — фронтальное освещение



■ *Рис. 4. Результаты эксперимента: а — линии постоянной высоты; б — аксонометрическое изображение объекта*

ром представлена пирамида, оставался не освещенным, поскольку пирамида освещалась сбоку. На рис. 3, в фон, на котором видна пирамида, светлый вследствие фронтального освещения. Далее, для каждой пары пикселей, представляющих одну и ту же часть объекта, показанного на рис. 3, а и в, измерялись интенсивности, величины которых прямо пропорциональны силам диффузно отраженного света. Аналогичные измерения производились с использованием изображе-

ний, показанных на рис. 3, б и в. После этого по формуле (4) определялся котангенс угла α . Далее находилось значение координаты M суммированием приращений координаты глубины, возникающих при движении вдоль каждой строки изображения. Результаты измерений третьей координаты объекта в виде линий постоянной высоты представляют собой, как и следовало ожидать, ломаные прямые (рис. 4, а). Аксонометрическое изображение пирамиды, построенное посредством функции mesh системы MATLAB, показано на рис. 4, б.

Заключение

Таким образом, рассмотренный метод 3D-сканирования кратко можно сформулировать следующим образом. Вначале сканируемый объект фотографируется цифровой камерой таким образом, чтобы каждая его точка в общем случае была три раза снята при трех различных положениях источника света. Затем, используя описанную выше методику и полученные изображения объекта, определяют третью координату для каждого пикселя изображения, снятого при фронтальном освещении. Результаты сканирования легко могут быть представлены в одном из 3D-форматов, а также выведены на экран посредством соответствующих функций MATLAB.

Литература

1. Kang S. B., Webb J. A., Zitnick C. L., Kanade T. A multibaseline stereo system with active illumination and real-time image acquisition // Proc. Int. Conf. on Computer Vision. June 1995. P. 88–93.
2. Boyer K. L., Kak A. C. Color-encoded structured light for rapid active ranging // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1987. Vol. 9(1). P. 14–28.
3. Morita H., Yajima K., Sakata S. Reconstruction of surfaces of 3d objects by m-array pattern projection method // Proc. Int. Conf. on Computer Vision. 1988. P. 468–473.
4. Scharstein D., Szeliski R. A taxonomy and evaluation of dense two-frame // IEEE Transactions on Computers. C — 23. 1974. P. 84–87.

УДК 621.396.96

АНАЛИТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРЕШЕНИЯ ГРУППОВЫХ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЦЕЛЕЙ ПРОЕКЦИОННЫМИ МЕТОДАМИ

А. А. Чижов,

канд. техн. наук, доцент

Военная академия войсковой ПВО им. Маршала Советского Союза А. М. Василевского

Приведены аналитические зависимости, позволяющие оценить потенциальные возможности по разрешению групповых сосредоточенных целей проекционными методами при различном качестве априорной информации. Выделен ряд закономерностей, влияющих на эффективность решения обратной задачи группового рассеяния. Демонстрация отдельных закономерностей выполнена на простейшем примере разрешения парной цели.

Ключевые слова — обратная задача рассеяния, сверхрелеевское разрешение, групповая сосредоточенная цель, граница Крамера–Рао, разрешающая способность.

Введение

В работе [1] предложен один из вариантов проекционного подхода к решению обратной задачи группового рассеяния, которую для стационарного случая можно сформулировать следующим образом.

По наблюдаемому сигналу y требуется восстановить портрет (характеристику рассеяния) цели x , т. е. получить его оценку \hat{x} . Как правило, считают, что x и y принадлежат комплексным гильбертовым пространствам ℓ_2^x и ℓ_2^y [2], а операторная модель наблюдения при достаточно общих допущениях имеет вид

$$y = Ax + v, \quad (1)$$

где A — компактный линейный оператор, область определения которого плотна в ℓ_2^x ; v — шумы наблюдения.

Не останавливаясь здесь на причинах некорректности задачи (1) [2, 3] и на проблемах применения регуляризационных подходов к ее решению [например, 4], для понимания используемых в дальнейшем обозначений целесообразно кратко напомнить проекционный подход к решению (1).

Для редукции множества решений (1) до класса корректности при проекционном подходе в качестве математической модели портрета групповой сосредоточенной цели (ГСИ) предлагается использовать не элементы $x \in \ell_2^x$, а их проекции

$\tilde{x} = Px$ на некоторое, выбираемое на основе физически имеющейся априорной информации, опорное пространство \mathcal{N}_n — n -мерное подпространство ℓ_2^x (P — оператор проецирования). Если $\gamma_1, \dots, \gamma_n$ — выбранный на основе априорной информации базис \mathcal{N}_n , то

$$\tilde{x} = Px = \Gamma \langle \Gamma, \Gamma \rangle^{-1} \langle \Gamma, x \rangle = \Gamma \mathbf{E}, \quad (2)$$

где

$$\Gamma = [\gamma_1 \quad \gamma_1 \quad \dots \quad \gamma_n];$$

$$\mathbf{E} = \langle \Gamma, \Gamma \rangle^{-1} \langle \Gamma, x \rangle = \Psi^{-1} \langle \Gamma, x \rangle = [E_1 \quad E_2 \quad \dots \quad E_n]^T$$

— вектор комплексных коэффициентов рассеяния целей; $\Psi = \langle \Gamma, \Gamma \rangle$ — матрица Грама базисных функций.

В настоящей статье не исследуются вопросы целесообразности использования тех или иных базисных функций γ_i для аппроксимации портретов отдельных одиночных целей (ОЦ), следует лишь отметить, что без ограничения общности их можно положить нормированными: $\|\gamma_i\| = 1$. Важным для практики представляется рассмотрение (1) в несколько обобщенном виде, соответствующем ситуации m -канального приема: $y \in \ell_2^y = \ell_2^{y_1} \times \ell_2^{y_2} \times \dots \times \ell_2^{y_m}$. Скалярное произведение в пространстве наблюдений $\langle \bullet, \mathbf{R}_y^{-1} \bullet \rangle$, «декоррелирующее» и нормирующее в ℓ_2^y шумы v и тем самым, с точки зрения обработки входного сигнала, приводящее к компенсации помех с из-

вестным корреляционным оператором R_v , для краткости далее удобнее записывать как $\langle \bullet, \bullet \rangle_v$.

Симметризация (1) воздействием сопряженного оператора A^* приводит к уравнению

$$A^*y = A^*Ax, \quad (3)$$

решения которого, совпадающие с оценками максимального правдоподобия \hat{x} , минимизируют $\|y - A\hat{x}\|^2$ [5]. Необходимо подчеркнуть, что уравнение (1) из-за шумов в общем случае несовместно, т. е. возможно, что $y \notin \text{Im} A$.

Проецирование (3) на \mathcal{N}_n с учетом того, что P коммутирует с A^*A , а также в силу идемпотентности P ($P = P^2$) позволяет записать слабый вариант (3):

$$PA^*y = PA^*APx. \quad (4)$$

Уравнение (4) с учетом того, что $\langle A^* \bullet, \bullet \rangle_v = \langle \bullet, A \bullet \rangle$ и наоборот, можно представить в виде

$$G\Psi^{-1} \langle A\Gamma, y \rangle_v = G\Psi^{-1} \langle A\Gamma, A\Gamma \rangle_v E. \quad (5)$$

Приравнивание множителей при одноименных членах, а также использование более лаконичного обозначения в виде $m \times n$ -матрицы для модели системы эхо-сигналов $S = A\Gamma = [A\gamma_1 A\gamma_2 \dots A\gamma_n]$ делают правомерной запись основного выражения для нахождения $\hat{x} = G\hat{E}$:

$$\hat{E} = Q^{-1}Z, \quad (6)$$

где $Q = \langle S, S \rangle_v$ — $n \times n$ -матрица Грама системы входных сигналов $A\gamma_i$; $Z = \langle S, y \rangle_v$ — векторный корреляционный интеграл.

Интересным может быть факт, что к (6) можно прийти несколько другим способом. Подстановка принятой модели портрета (2) в уравнение (1) приводит непосредственно к уравнению

$$y \approx A\tilde{x} + v = SE + v,$$

более знакомому «локаторщикам», для которого (6) является оценкой максимального правдоподобия E [2, 6].

Важной частью процедуры разрешения ГСЦ является оценка реального количества ОЦ в составе ГСЦ, для чего предлагается воспользоваться многосеточным подходом [7–9], модифицированным с учетом особенностей обратной задачи группового рассеяния, в том числе с учетом существенного уровня шумов v в практических задачах.

В соответствии с общим многосеточным подходом размерность опорного подпространства последовательно увеличивается от $n = 1$ вверх. На каждом этапе для выбранной на основе априорной информации системы базисных функций рассчитываются вероятностные характеристики шумов оценки \hat{E} вектора коэффициентов разло-

жения E в зависимости от вида априорной информации и осуществляется пороговая обработка с требуемым уровнем ложных тревог F (вероятностей принятия решений о большем, чем в действительности, количестве ОЦ в составе ГСЦ). Если на $(n + 1)$ -м этапе количество элементов вектора \hat{E} , превысивших порог, осталось прежним, то количество ОЦ в составе ГСЦ принимается равным n и многосеточная процедура останавливается.

Таким образом, актуальными являются выявление закономерностей и оценка вероятностных характеристик (6) в зависимости от качества априорной информации.

Эффективность разрешения ГСЦ при качественной априорной информации

Сравнивая выражения (2) и (6) с аналогичными, использующимися в методах Релея—Ритца [10–13] и Петрова—Галеркина [11] (на базе указанных методов в настоящее время широко применяется мощный аппарат метода конечных элементов [12–15 и др.]), необходимо отметить следующее. Используя соответствующие схемы доказательства, можно показать, что ошибка решения (6) удовлетворяет оценке $\|x - \tilde{x}\| \leq \|x - \eta\|$ для любого $\eta \in \mathcal{N}_n$, т. е. решение \tilde{x} является ближайшим к истинному x из всех возможных в опорном пространстве \mathcal{N}_n . Рассматривая основные общие и отличные стороны анализируемых подходов, можно заключить, что центральным отличием схемы (1)–(6) от известных проекционных схем является то, что для выявления слабых решений на весовое подпространство проецируется не исходное (в данном случае некорректное) уравнение (1), множество решений которого неограничено, а симметризованное уравнение (3), множество решений которого заранее «обужено» условием минимизации $\|y - A\hat{x}\|^2$. Конечно, выражение (6) можно получить и непосредственно используя в методе Петрова—Галеркина в качестве весовых функции $A\gamma_i$. Таким образом, выражения (2) и (6) можно рассматривать как частный случай соответствующих выражений метода Петрова—Галеркина, в котором весовые функции выбраны из условия минимизации $\|y - A\tilde{x}\|^2$. Ниже будет также показано, что при этом обеспечивается максимальная устойчивость к шумам v . Напротив, в методах Бубнова—Галеркина и Релея—Ритца в качестве весовых используются сами базисные функции γ_i , что не обеспечивает минимизацию $\|y - A\tilde{x}\|^2$ и снижает помехоустойчивость решения, особенно когда y практически ортогонален к \mathcal{N}_n .

Можно доказать равенство математического ожидания оценки портрета ГСЦ проекции ее ис-

тинного портрета на опорное подпространство:

$$\mathbf{M} \left(\tilde{x} = \sum_{i=1}^n \hat{E}_i \gamma_i \right) = \mathbf{P}x \Rightarrow \mathbf{M}(\hat{\mathbf{E}}) = \mathbf{E}, \text{ что является след-}$$

ствием несмещенности оценок, полученных по методу максимального правдоподобия [1]. Отсюда непосредственно следует [1], что при качественной априорной информации о форме и положении портретов ОЦ корреляционная матрица шумов коэффициентов разложения портрета ГСЦ $\mathbf{V} = \mathbf{M}((\hat{\mathbf{E}} - \mathbf{E})(\hat{\mathbf{E}} - \mathbf{E})^H)$ обратна матрице Грама системы сигналов $A\gamma_i$:

$$\mathbf{V} = \mathbf{Q}^{-1}. \quad (7)$$

Свойства матрицы \mathbf{Q} определяются значениями функции рассогласования $\langle A\gamma_i, A\gamma_j \rangle_V$ ($i, j = 1, \dots, n$), а ее определитель равен квадрату объема системы сигналов $A\gamma_i$. Величину, обратную определителю матрицы \mathbf{Q} , следует рассматривать как обобщение известной функции неопределенностей Вудворда [16]. С точки зрения устойчивости решения к воздействию шумов существенно то, что определитель $\mathbf{Q}' = \langle \mathbf{S}', \mathbf{R}_V^{-1} \mathbf{S}' \rangle$ максимален при $\mathbf{S}' = \mathbf{S}$, т. е. любой другой, кроме используемого, выбор весовых функций в методе Петрова—Галеркина, приведет к повышению шумов оценки портрета.

Важно, что для практически интересных случаев система $A\gamma_i$ является линейно независимой. Это основное ограничение на выбор γ_i и обеспечивает невырожденность \mathbf{Q} , которая, в свою очередь, обуславливает ограниченность поперечника эллипсоида рассеяния \mathbf{V} (устойчивость к v формируемых согласно проекционному подходу оценок). Однако увеличение n и уменьшение расстояния между сигналами $A\gamma_i$ приводит к снижению числа обусловленности \mathbf{Q} и повышению дисперсий шумов оценивания \mathbf{E} , что можно рассматривать как аналитическое выражение физически естественного принципа о требовании более высокого отношения сигнал/шум (ОСШ) для построения протяженных портретов высокой детальности.

Эффективность разрешения ГСЦ в условиях полной априорной неопределенности о положении ОЦ

Следует подчеркнуть, что зависимость (7) характеризует потенциальные возможности оценивания портретов ГСЦ и соответствующие показатели разрешающей способности, так как строго справедлива только при качественной априорной информации и совпадении положения в ℓ_2^x априорно задаваемых базисных функций γ_i с положением портретов реально присутствующих ОЦ. Можно говорить, что выражение (7) максимально соответствует реальным условиям, только когда для выбора базисных функций используются

оценки, полученные на экстраполяционном этапе применяемой совместно вторичной обработки.

Для формализации учета и оценки влияния качества априорной информации из многообразия способов задания базисных функций γ_i можно выделить ситуации, когда они заданы с точностью до вектора параметров $\alpha_i \in \Omega$ (Ω — многомерное поле параметров, на котором в общем случае определено ℓ_2^x).

Для указанных ситуаций описание потенциальных вероятностных характеристик формируемых оценок можно получить, вычислив границу Крамера—Рао для среднего квадрата ошибки оценивания параметров портрета ГСЦ.

Поскольку вычисление производных от функционала правдоподобия $p(y/x)$ по комплексным E_i не имеет смысла (так как не выполнены условия Коши—Римана), то целесообразно разложить их на амплитудные ε_i и фазовые φ_i составляющие: $\mathbf{E} = [\varepsilon_1 \exp j\varphi_1 \ \varepsilon_2 \exp j\varphi_2 \ \dots \ \varepsilon_n \exp j\varphi_n]^T$. Таким образом, все неизвестные параметры ГСЦ образуют три вектора: $\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2 \ \dots \ \varepsilon_n]^T$, $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_1 \ \varphi_2 \ \dots \ \varphi_n]^T$

и $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1^T \ \alpha_2^T \ \dots \ \alpha_n^T]^T$, а зависимость для ниж-

ней границы $\mathbf{V}_1 = \mathbf{M}((\hat{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda})(\hat{\boldsymbol{\lambda}} - \boldsymbol{\lambda})^T)$ ($\boldsymbol{\lambda} = [\boldsymbol{\varepsilon}^T \ \boldsymbol{\varphi}^T \ \dots \ \boldsymbol{\alpha}^T]^T$) может быть представлена блочно-симметричной матрицей, обратной соответствующей информационной матрице Фишера:

$$\mathbf{V}_1 = -\mathbf{M} \begin{pmatrix} \ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\varepsilon}'' & \ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\varphi}'' & \ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\alpha}'' \\ \ln p(y/\lambda)_{\varphi\varepsilon}'' & \ln p(y/\lambda)_{\varphi\varphi}'' & \ln p(y/\lambda)_{\varphi\alpha}'' \\ \ln p(y/\lambda)_{\alpha\varepsilon}'' & \ln p(y/\lambda)_{\alpha\varphi}'' & \ln p(y/\lambda)_{\alpha\alpha}'' \end{pmatrix}^{-1}. \quad (8)$$

Введя обозначение

$$\mathbf{Q}_1 = -\mathbf{M} \begin{pmatrix} \ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\varepsilon}'' & \ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\varphi}'' \\ \ln p(y/\lambda)_{\varphi\varepsilon}'' & \ln p(y/\lambda)_{\varphi\varphi}'' \end{pmatrix}$$

и воспользовавшись формулой Фробениуса, можно записать зависимость для четырех блоков верхнего левого угла \mathbf{V}_1 , соответствующих шумам амплитудных и фазовых составляющих портрета ГСЦ:

$$\mathbf{V}_1^{\varepsilon\varphi} = \left\{ \mathbf{Q}_1 + \mathbf{M} \begin{pmatrix} \ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\alpha}'' \\ \ln p(y/\lambda)_{\varphi\alpha}'' \end{pmatrix} (\ln p(y/\lambda)_{\alpha\alpha}'')^{-1} \times \begin{pmatrix} \ln p(y/\lambda)_{\alpha\varepsilon}'' & \ln p(y/\lambda)_{\alpha\varphi}'' \end{pmatrix} \right\}^{-1}. \quad (9)$$

Анализ (9) позволяет сделать вывод, что с повышением качества априорной информации (повышением точности оценивания α) значение $\mathbf{V}_1^{\varepsilon\varphi}$ будет стремиться к \mathbf{Q}_1^{-1} .

Вместе с тем с учетом введенных обозначений справедливы следующие соотношения для блоков матрицы \mathbf{Q}_1 :

$$\begin{aligned} M(\ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\varepsilon}^{\prime\prime}) &= -\operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q} \operatorname{diag}\Phi); \\ M(\ln p(y/\lambda)_{\varphi\varphi}^{\prime\prime}) &= -\operatorname{Re}(\operatorname{diag}\mathbf{E}^H \mathbf{Q} \operatorname{diag}\mathbf{E}); \\ M(\ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\varphi}^{\prime\prime}) &= \operatorname{Im}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q} \operatorname{diag}\mathbf{E}), \end{aligned} \quad (10)$$

где $\Phi = [\exp j\varphi_1 \exp j\varphi_2 \dots \exp j\varphi_n]$.

Применение формулы Фробениуса к блокам (9) [без учета второго слагаемого в скобках (9)] позволяет записать выражение для корреляционной матрицы амплитудных составляющих портрета ГСЦ:

$$\mathbf{V}_1^\varepsilon = M((\hat{\varepsilon} - \varepsilon)(\hat{\varepsilon} - \varepsilon)^T) \approx \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}^{-1} \operatorname{diag}\Phi). \quad (11)$$

Следует отметить, что элементы главной диагонали \mathbf{V}_1^ε (средние квадраты отклонений оценок амплитуд) совпадают с элементами главной диагонали \mathbf{V} в выражении (7). Это свидетельствует об адекватности полученных зависимостей. Несовпадение остальных элементов естественно и обуславливается тем, что (7) получено для комплексного \mathbf{E} , а (11) — для действительного ε .

Также можно показать, что не входящие в \mathbf{Q}_1 блоки информационной матрицы Фишера описываются выражениями

$$\begin{aligned} M(\ln p(y/\lambda)_{\varepsilon\alpha}^{\prime\prime}) &= -\operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\mathbf{E}); \\ M(\ln p(y/\lambda)_{\varphi\alpha}^{\prime\prime}) &= -\operatorname{Im}(\operatorname{diag}\mathbf{E}^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\mathbf{E}); \\ M(\ln p(y/\lambda)_{\alpha\alpha}^{\prime\prime}) &= \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\mathbf{E}^H \mathbf{Q}'' \operatorname{diag}\mathbf{E}), \end{aligned} \quad (12)$$

где $\mathbf{Q}' = \left[\frac{\partial Q_{i,j}}{\partial \alpha_j} \right]$, а $\mathbf{Q}'' = \left[\frac{\partial^2 Q_{i,j}}{\partial \alpha_i \partial \alpha_j} \right]$, $i, j = 1, \dots, n$.

Подстановка (10) и (12) в (9) с последующим применением к результирующим блокам (9) формулы Фробениуса позволяет записать окончательное выражение для нижней границы корреляционной матрицы амплитудных составляющих коэффициентов рассеяния портрета ГСЦ:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_1^\varepsilon &= [\operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q} \operatorname{diag}\Phi) + \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\Phi)^T \times \\ &\times \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}'' \operatorname{diag}\Phi)^{-1} \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\Phi)^T - \\ &- (-\operatorname{Im}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q} \operatorname{diag}\Phi) + \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\Phi) \times \\ &\times \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}'' \operatorname{diag}\Phi)^{-1} \operatorname{Im}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\Phi)) \times \\ &\times (\operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q} \operatorname{diag}\Phi) - \operatorname{Im}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\Phi) \times \\ &\times \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}'' \operatorname{diag}\Phi)^{-1} \operatorname{Im}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\Phi))^{-1} \times \\ &\times (-\operatorname{Im}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q} \operatorname{diag}\Phi) + \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\Phi) \times \\ &\times \operatorname{Re}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}'' \operatorname{diag}\Phi)^{-1} \times \\ &\times \operatorname{Im}(\operatorname{diag}\Phi^H \mathbf{Q}' \operatorname{diag}\Phi)^T]^{-1}. \end{aligned} \quad (13)$$

Важной закономерностью, вытекающей из (13), является то, что даже в отсутствие априорной информации о положении ОЦ граница Крамера—Рао для оценки амплитудных составляющих коэффициентов рассеяния портрета ГСЦ не зависит от самих амплитудных составляющих, т. е. от ОСШ по эхо-сигналам ОЦ. Вместе с тем следует отметить существенную зависимость шумов оценок амплитудных составляющих от фазовых соотношений в эхо-сигнале ГСЦ (от разностей начальных фаз эхо-сигналов ОЦ).

Пример оценки влияния качества априорной информации на эффективность разрешения ГСЦ

В качестве примера, демонстрирующего вышеописанные закономерности, в соответствии с выражениями (7) и (13) был выполнен расчет дисперсий оценок амплитудных составляющих коэффициентов рассеяния при разрешении парной цели и функции рассогласования $\rho(\Delta) = \langle A\gamma_1, A\gamma_2 \rangle_V = \exp(-2\Delta^2)$, где $\Delta = (\alpha_1 - \alpha_2)/\delta\alpha$ — относительная детальность сетки портрета — детальность портрета относительно релейского предела $\delta\alpha$. Функция рассогласования такого вида на практике встречается, например, в случае разрешения по времени запаздывания эхо-сигналов двухточечной цели при зондировании ее сигналом без внутримпульсной модуляции и гауссовой огибающей. Подобная функция рассогласования встречается также при использовании линейно-частотно-модулированных зондирующих импульсов и наличии весовой обработки в приемном тракте. В принципе, полученные оценки можно распространить и на случаи, когда функция рассогласования имеет вид $\rho(\Delta) = \operatorname{sinc} \Delta$, а детальность Δ лежит в диапазоне от 0 до 0,8 (рис. 1). Последнее характерно, например, для задачи разрешения синусоид по частоте (разрешения эхо-сигналов ОЦ по частоте Доплера).

Закономерности влияния основных факторов на прирост потребного для обнаружения отдельных целей из состава парной прироста ОСШ относительно случая обнаружения ОЦ при различном

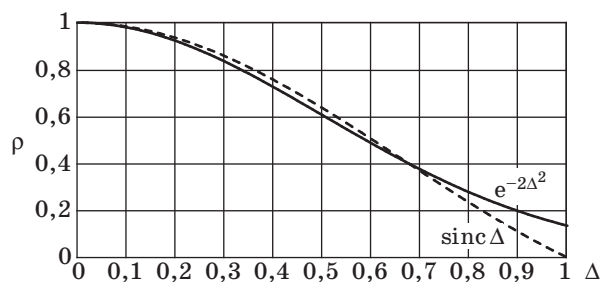
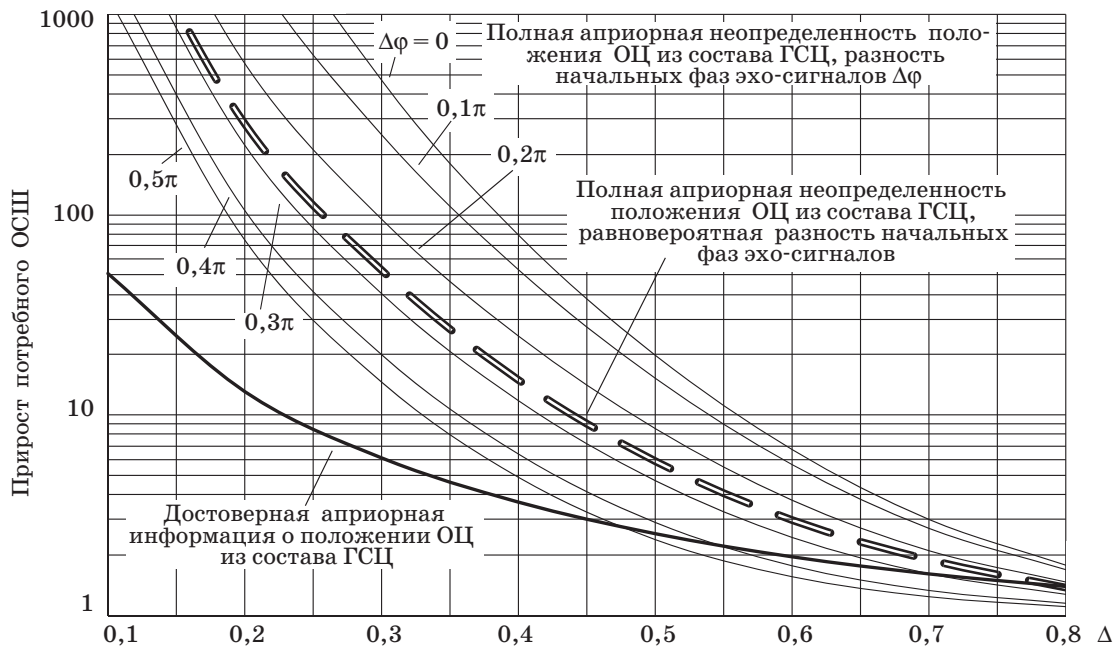


Рис. 1. Приближение функции $\operatorname{sinc} \Delta$ функцией $\exp(-2\Delta^2)$ на интервале от 0 до 0,8



■ Рис. 2. Прирост ОСШ, потребного для обнаружения отдельных целей из состава парной для $\rho(\Delta) = \exp(-2\Delta^2)$

качестве априорной информации демонстрирует рис. 2.

Так, разность начальных фаз эхо-сигналов отдельных целей из состава ГСЦ существенно влияет на возможность разрешения (раздельного обнаружения и измерения параметров) этих целей. Достижение предельных показателей разрешающей способности возможно при разности фазовых составляющих коэффициентов рассеяния, близкой к $\pi/2$. И наоборот, при разности фазовых составляющих, близкой к нулю (или π), разрешение существенно затруднено (см. рис. 2). Можно говорить, что в условиях, когда эхо-сигналы отдельных целей существенно «близки» по информативным параметрам (время запаздывания, частота, пеленг), их ортогональность и, соответственно, возможность разрешения в основном зависят от их взаимных фазовых соотношений.

Усредненная по разности фаз характеристика потенциальных возможностей по разрешению парной цели (штриховая линия на рис. 1) приблизительно соответствует разности фаз $\pi/4$. Эта кривая в условиях априорной неопределенности характеризует возможности по разрешению целей в реальных условиях, когда разность фазовых составляющих коэффициентов рассеяния целей имеет равномерную плотность вероятности. С повышением качества априорной информации требования к ОСШ постепенно снижаются и в пределе характеризуются сплошной кривой на рис. 2, соответствующей достоверной априорной информации. Последняя кривая, таким образом, определяет предельные возможности про-

екционных методов разрешения ГСЦ в рассматриваемом случае.

Заключение

Замечательным является тот факт, что при задании базиса на поле параметров с помощью функций Дирака первый этап (при $n = 1$) описанной выше многосеточной процедуры вырождается в стандартные процедуры обнаружения и измерения параметров сигналов ОЦ. Это свидетельствует о важном с теоретической точки зрения положении, что задачу разрешения ГСЦ — частный случай обратной задачи рассеяния — целесообразно рассматривать как более общую по отношению к таким задачам, как обнаружение и измерение параметров сигнала ОЦ. Характерно, что при этом показатели эффективности разрешения, рассчитываемые по приведенным в статье выражениям, вырождаются в стандартные показатели эффективности процедур обнаружения и измерения параметров сигнала ОЦ (кривые обнаружения, потенциальные точности измерения параметров и т. п.).

Кстати, используя выражения (8), (10) и (12), можно оценить и потенциальную точность измерения информативных параметров портретов ОЦ из состава ГСЦ (дальностей, скоростей, пеленгов и т. п.), однако исследование определяющих их закономерностей выходит за рамки настоящей статьи.

Следует заметить, что в выражении (8) при нетривиальной, но недостоверной априорной

информации к правой части информационной матрицы Фишера прибавится матрица Гесса натурального логарифма априорной плотности вероятности, что соответствующим образом повысит показатели разрешающей способности ГСЦ.

В заключение целесообразно отметить, что при одномерном разрешении функция рассогласования, например треугольного вида, обеспечивает более высокие возможности по разрешению целей, чем рассмотренная в статье, что позволяет

существенно снизить требования к ОСШ для обнаружения и измерения параметров ОЦ из состава ГСЦ. Еще более низкими требованиями к ОСШ характеризуются проекционные процедуры многомерного разрешения, т. е. разрешения по нескольким параметрам.

Исследования проводились при поддержке гранта Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Смоленской области (проект № 08-07-97503), а также гранта Президента Российской Федерации (№ МК-6.2008.10).

Литература

1. **Чижов А. А.** Метод разрешения групповых сосредоточенных целей как пример преодоления фактора некорректности обратных задач// Информационно-управляющие системы. 2009. № 2(39). С. 2–9.
2. **Фалькович С. Е., Пономарев В. И., Шкварко Ю. В.** Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием. — М.: Радио и связь, 1989. — 296 с.
3. **Колмогоров А. Н., Фомин С. В.** Элементы теории функций и функционального анализа. — М.: Наука, 1981. — 544 с.
4. **Винокуров В. А.** О погрешности приближенного решения линейных обратных задач// Докл. АН СССР. 1979. Т. 246. № 4. С. 792–793.
5. **Агошков В. И.** Методы оптимального управления и сопряженных уравнений в задачах математической физики/ ИВМ РАН. — М., 2003. — 256 с.
6. **Чижов А. А., Авласенок А. В.** Оценивание количества и параметров движения одиночных радиолокационных целей из состава групповой сосредоточенной// Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2003. Т. 46. № 12. С. 20–29.
7. **Василевский Ю. В., Ольшанский М. А.** Краткий курс по многосеточным методам и методам декомпозиции. — М.: МГУ, 2007. — 103 с.
8. **Тартышников Е. Е.** Методы численного анализа/ ИВМ РАН. — М., 2006. — 290 с.
9. **Шайдуров В. В.** Многосеточные методы конечных элементов. — М.: Наука, 1989. — 288 с.
10. **Хатсон В., Пим Дж.** Приложения функционального анализа и теории операторов. — М.: Мир, 1983. — 432 с.
11. **Флетчер К.** Численные методы на основе метода Галлеркина. — М.: Мир, 1988. — 352 с.
12. **Саббонадьер Ж.-К., Кулон Ж. Л.** Метод конечных элементов и САПР. — М.: Мир, 1989. — 190 с.
13. **Сильвестер П., Феррари Р.** Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков. — М.: Мир, 1986. — 229 с.
14. **Стренг Г., Фикс Дж.** Теория метода конечных элементов. — М.: Мир, 1977. — 351 с.
15. **Сьярле Ф.** Метод конечных элементов для эллиптических задач. — М.: Мир, 1980. — 511 с.
16. **Вудворд Ф. М.** Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации. — М.: Сов. радио, 1955. — 128 с.

УДК 681.5

ПРОБЛЕМЫ АДАПТИВНОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫМ ПРЕДПРИЯТИЕМ

Б. Я. Советов,

доктор техн. наук, профессор

В. В. Цехановский,

канд. техн. наук, доцент

В. Д. Чертовской,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Рассматривается потребность, суть и место адаптации в современном автоматизированном управлении промышленным предприятием. Показана связь адаптивного и интеллектуального автоматизированного управления. Предложен составной метод адаптивного управления на основе методологии структурно-алгоритмического моделирования.

Ключевые слова — адаптивное управление, бизнес-процесс, подсистемное представление, процедурное представление, структурно-алгоритмическое моделирование, функциональное описание.

Введение

Перед современными предприятиями появились новые цели, связанные с бизнесом: короткий производственный цикл, сжатые сроки поставок, нижний уровень запасов.

Критерием улучшения деятельности производства в процессах оперативного планирования и управления служит прибыль, что согласуется с современным понятием «бизнес» — деятельность, направленная на получение прибыли путем создания и реализации определенной продукции и услуг.

С переходом к рынку для предприятия стала более динамичной внешняя среда, вызывающая целый ряд возмущений.

К возмущениям относятся: неточность в прогнозах спроса; внеплановые выгодные заказы; прием заказов со слишком коротким сроком выполнения; изменения дат отгрузки продукции (срывы выполнения заказов); отмена и изменение заказов; срывы поставок материалов; потеря клиента или рынка; поиск новых потребителей продукции; потеря прибыли.

Как нетрудно заметить, возмущения связаны с изменениями составляющих векторов: динамическими количественными (например, спроса $R(t)$, определяющего цель функционирования предприятия), параметрическими (цены $C(t)$, ре-

сурсного обеспечения $x(t)$ или $b(t)$), состава (изменениями структуры).

Компенсировать быстрое изменение параметров возможно двумя способами.

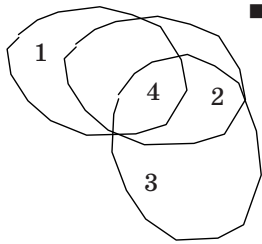
1. Снижением инерционности производства, увеличением оперативности реакции на различные возмущения, прогнозом последствий принимаемых решений (стационарный режим).

2. Оперативным переходом на выпуск новой продукции, что связано с учетом не только динамических свойств, но и структурных изменений предприятия (нестационарный режим).

Таким образом, возникает потребность в построении динамической автоматизированной системы управления (АСУ) предприятием, о чем говорилось еще в работах [1–5].

Параметрические и структурные изменения заставляют производителей приспосабливаться к изменениям среды подстройкой параметров и структуры управляющей части в процессе эксплуатации АСУ. Такие системы получили название [6] адаптивных систем управления. Соотношение некоторых классов автоматизированных систем показано на рис. 1.

Более того, появление спроса на новую продукцию означает практически изменение цели функционирования в процессе эксплуатации без процедуры целеполагания (интеллектуальные системы [6]).



■ **Рис. 1.** Соотношение классов систем управления: 1 — традиционные автоматизированные; 2 — динамические автоматизированные; 3 — адаптивные автоматические; 4 — адаптивные автоматизированные

Автоматизированная система современного предприятия представляет собой в терминах [6] человеко-машинную систему интеллектуального управления (ЧСИУ), поскольку в ней с участием человека периодически осуществляется и процесс целеполагания. Исследование ЧСИУ в общем является достаточно сложной задачей, и потому в данной работе ограничимся рассмотрением адаптивного автоматизированного управления [7], для которого представим формализованное описание процессов управления.

Отметим, что изменения структуры подразумевают в общем случае изменения элементов и их связей. Изменения элементов в экономических системах связаны с большими затратами, вызванными чаще всего реконструкцией. В силу этого в подобных системах используется изменение лишь структурных связей (изменение маршрутов движения продукции, замена ресурсов), которое определяется понятием «гибкость». Гибкость, таким образом, является частным случаем адаптации.

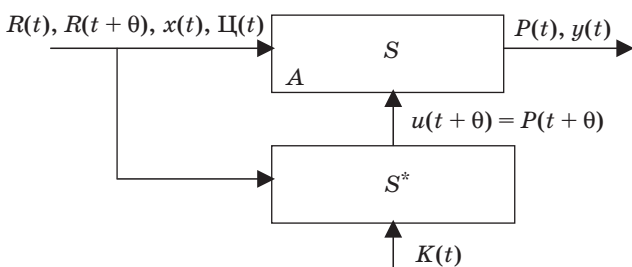
Содержательное описание процесса управления

В общем виде схема взаимодействия предприятия и внешней среды показана на рис. 2.

Производство S имеет следующее теоретико-множественное описание:

$$P(t + \theta) = S(R(t), R(t + \theta), x(t), b(t), \Pi(t), A, y(t)), \quad (1)$$

где P — план выпуска продукции; t — время; θ — сдвиг по времени; R — спрос; x — поставки ре-



■ **Рис. 2.** Связь среды и системы управления

сурсов; b — наличное количество ресурсов; Π — цена продукции; A — нормы расхода ресурсов; y — выпуск продукции. Переменные R, x, Π характеризуют внешнюю среду, остальные — производство.

Модель управляющей части может иметь вид

$$S^* = S^*(P(t), y(t), x(t), b(t), \Pi(t), A, R(t), R(t + \theta), u(t + \theta) = P(t + \theta), K(t)), \quad (2)$$

где u — управление; K — критерий.

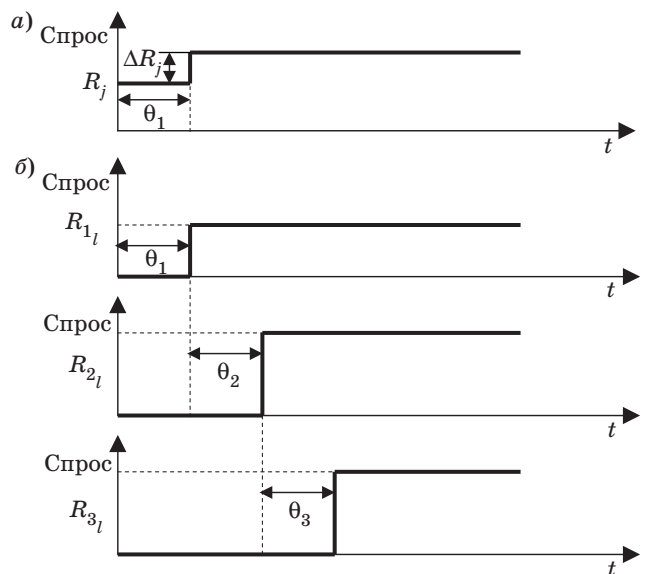
Отметим, что управление в автоматизированных системах возможно или введением воздействия без изменения ранее рассчитанного плана, или пересчетом плана, что отображено выражением (2).

Определим границы адаптивного автоматизированного управления.

1. В общем случае изменение спроса и других параметров может происходить по произвольному закону.

Динамика изменения параметров может быть учтена либо статистическим [2], либо детерминированным математическим описанием. Применение статистического описания ограничено незначительными изменениями и затруднительно при появлении спроса на новые виды продукции. В связи с этим предпочтительнее использовать детерминированное описание в виде скачков параметров. Этот вид наиболее тяжел для системы управления. Заметим, что фактически к такому же виду сводится статистическое описание спроса в работе [8].

Тогда описание спроса может иметь вид (рис. 3, а, б)



■ **Рис. 3.** Изменение спроса на старую (а) и новую (б) продукцию

$$R_j(t) = R_j^c(t) + \Delta R_j^* 1(t - \theta); \quad (3)$$

$$R_l(t) = R_l^* 1(t - \theta), \quad (4)$$

где j — вид старой продукции; $R_j^c(t)$ — прежний спрос; ΔR_j^* — количественное изменение спроса; $1(\theta)$ — единичная функция; $R_l(t)$ — величина спроса на новую продукцию вида l .

2. Для обеспечения адаптации и гибкости лучшим образом подходит серийный тип производства (рис. 4).

Как известно, тип производства характеризуется коэффициентом серийности

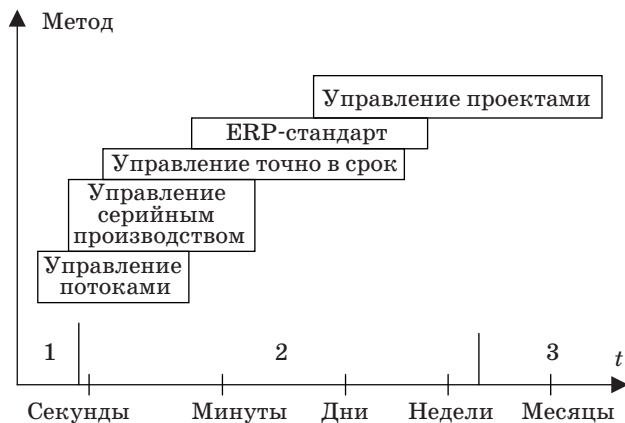
$$K_s = [t_j] / [t_{rj}],$$

где $[t_j]$ — время изготовления единицы продукции на предприятии; $[t_{rj}]$ — время обработки единицы продукции на рабочем месте r .

Для массового производства характерно $K_s = 1$; для серийного производства $K_s = 2 - 50$, для единичного $K_s > 50$. При этом для крупносерийного типа $K_s = 2 - 10$, для среднесерийного $K_s = 11 - 30$, для мелкосерийного $K_s = 31 - 50$.

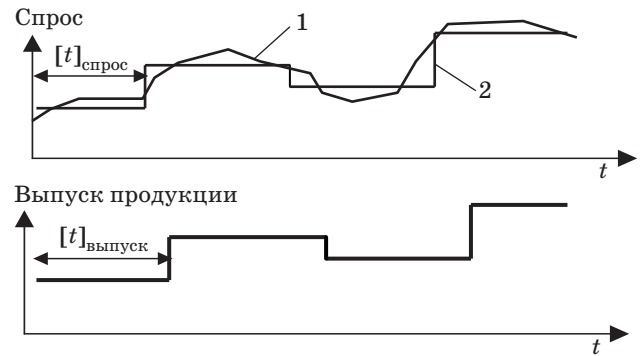
Тогда

$$K_s = [t_j] K_s / [t_{rj}] K_s = \theta / [t_j].$$



Нефть	Пищевые продукты, лекарства	Бытовая техника, легкая промышленность, машино- и приборостроение, электронная промышленность, полиграфия	Строительная техника	Авиастроение	Строительство зданий, кораблестроение
-------	-----------------------------	---	----------------------	--------------	---------------------------------------

■ Рис. 4. Классификация систем производственного управления: 1 — массовый тип производства; 2 — серийный тип производства; 3 — единичный тип производства



■ Рис. 5. Соотношение времени изменения спроса интервала производства заданной величины серии: 1 — реальный спрос; 2 — описание спроса

При оперативной реакции на спрос вида (4) в соответствии с теорией управления возникает динамическое ограничение $K_s \geq 5 - 10$. При $K_s > 30$ перерасчет плана может проводиться в моменты его регулярного составления на более длительные промежутки времени (месяц, квартал).

3. Наибольший интерес представляет случай (рис. 5), когда время устойчивого спроса соизмеримо со временем выпуска серии продукции.

Анализ методов математического описания

Известно, что к методам описания традиционных АСУ предъявлялись требования учета:

- 1) целенаправленности функционирования высокоразмерной системы;
- 2) многоуровневого характера систем с изменением масштабов описания процессов по координатам и времени на границах уровней;
- 3) неопределенности в получении данных (об управляющей части) для моделирования;
- 4) значительной доли неформальных процедур.

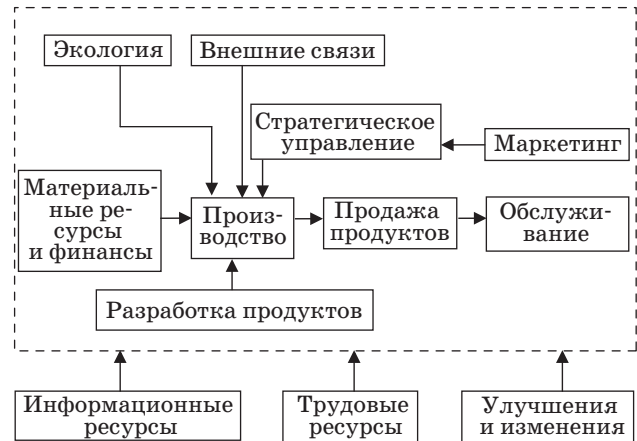
Перечисленные ранее факторы современного динамичного рынка определяют новые условия и дополнительные требования учета при описании функционирования предприятий:

- 1) динамичности свойств системы управления, подверженной целевым воздействиям и структурным изменениям ее элементов;
- 2) интеграции процессов функционирования и адаптации (развития);
- 3) потребности во введении и согласовании (векторных) экономических интересов целенаправленных элементов;
- 4) совместной оценки экономических интересов и динамических свойств.

Учет перечисленных дополнительных требований связан с необходимостью рассмотрения ме-

■ *Соотношение методов описания автоматизированных систем*

Представление	Уровень автоматизации	
	Информационно-поисковые системы	Информационно-советующие системы
Подсистемное — графы связей задач функциональных подсистем	Задачи «прямого» счета	Программирование (линейное, стохастическое)
Процедурное — CASE (ERD, DFD, STD), IDEF, ARIS	Системы управления документацией	ERP, APS



■ *Рис. 7. Процедурное представление АСУ*

тодов описания структуры и ее функционального наполнения.

В описании структуры следует выделить описание структуры класса систем (представление) и описание структуры конкретной системы. Выделяют подсистемное и процедурное представления (таблица).

Подсистемное представление (рис. 6) хорошо проработано методически, однако его основными недостатками являются слабый уровень унификации и отсутствие строгой документации и технологии использования реализованных задач.

В связи с этим в новых разработках используют процедурное представление, элементами системы в котором являются бизнес-процессы, составленные из бизнес-функций (рис. 7).

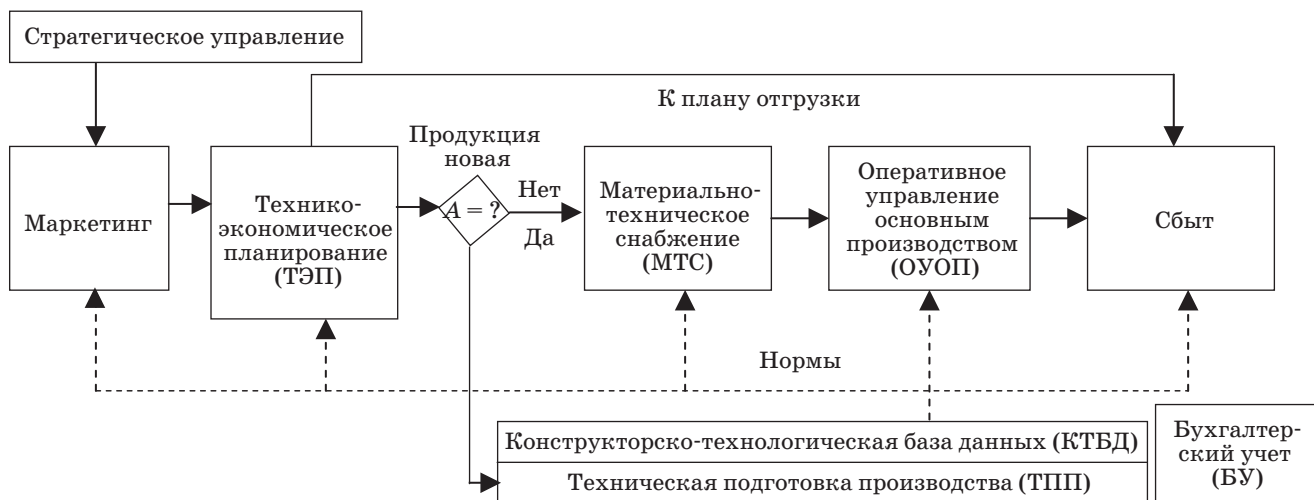
Вместе с тем процедурное представление методически проработано далеко недостаточно. В частности, не существует устоявшихся методов выделения системы бизнес-процессов. В связи

с этим бизнес-процессы выделяют «по аналогии» с ERP-системами, в том числе с системой «Галактика»; по приращению стоимости; по минимуму связей между бизнес-процессами. Авторские исследования показали, что последний способ приводит по структуре к подсистемному представлению.

В связи с этим далее исследуем подсистемы ТЭП и ОУОП. Им соответствует бизнес-процесс «Производить и обеспечивать производство» Американского центра производительности и качества (American Productivity & Quality Center).

Отображение структуры принято проводить методами IDEF ARIS [9–12] с использованием программных продуктов BP-Win и ARIS.

Речь идет о дискретных многономенклатурных производствах с мелко- и среднесерийным типом. Такой вывод подтверждается работой [13]: «... массовое производство и сервисная поставка стандартных продуктов и услуг должна быть за-



■ *Рис. 6. Технология функционирования АСУ (рыночные отношения) при подсистемном представлении: связи по задачам — сплошные линии; связи по данным — пунктирные линии*

менена гибкой, чувствительной высококачественной поставкой новых продуктов и услуг, которые могут быть индивидуализированы, чтобы удовлетворять сегменты заказчиков».

Перейдем к функциональному описанию.

Первоначально, на наш взгляд, следует разделить все методы функционального наполнения по области их применения. Такое деление проведено в соответствии с работой [14].

Организационными методами являются Business Process Improving (BPI); Continuous Process Improving (CPI) — **повышение качества продукции** по критериям качества потребителей, но не увеличение прибыли любой ценой; Business Process Reengineering (BPR). **Эти методы характеризуются** значительной долей неформальных процедур, не являются системными и потому далее не рассматриваются.

Методы «точно вовремя» (расчетные) хронологически прошли варианты Material Resource Planning (MRP), Material Requirement Planning (MRP II), Enterprise Requirement Planning (ERP). Наибольшее распространение получил ERP-метод, в котором планирование осуществляется с учетом только ограничений по материальным и трудовым ресурсам и оборудованию. Оптимизация процесса планирования не предусматриваются.

ERP-метод приобрел силу стандарта. В то же время он имеет ограниченную сферу применения:

1) не предназначен для случая динамических изменений спроса и ресурсного обеспечения в силу итеративности расчетов;

2) не в полной степени соответствует понятию «бизнес», поскольку рассчитывает фактические финансовые потоки на основе ограничений, а не оптимизирует их.

Первый недостаток попытались преодолеть методом Advanced Planning and Scheduling (APS), получившим в отечественной литературе название «синхронизированное планирование и оптимизация» (СПО) [15]. За счет синхронного планирования материалов и мощностей с использованием приемов направленного перебора удается резко сократить время вычислений. Однако поставленная задача не была решена.

Учет динамики внешней среды методами статистического описания [16] в условиях значительных изменений параметров среды и изменения целей работы системы также не дает должного эффекта.

Математическая модель

Требованиям, предъявляемым к методам описания, удовлетворяет составной метод, построенный [7] на основе методологии структурно-алгоритмического моделирования (САМ).

Создание системы.

1. Первичность цели проектирования и структуры модели объекта управления по отношению к структуре модели управляющей части системы.

2. Комплексное проектирование моделей функционирования и адаптации.

3. Интеграция исследований динамических процессов и процессов изменения структурных связей.

Эксплуатация системы.

4. Построение единого метода математического описания разнородных по сути процессов планирования и управления с использованием составного критерия, учитывающего экономические и управленческие свойства системы.

5. Последовательный переход от имитационного к оптимизационному описанию системы.

6. Оптимизация (с помощью модели) структурных и динамических характеристик системы.

7. Горизонтальное и вертикальное согласование экономических интересов.

Реализация системы.

8. Современный подход к построению системы управления.

9. Ориентация на использование динамических распределенных баз данных.

Рассматривается достаточно общая трехуровневая структура (рис. 8), на границах уровней $h = 1$ и $h = 2$ происходит изменение вектора координат, а на границах $h = 2$ и $h = 3$ — агрегация по времени и координатам.

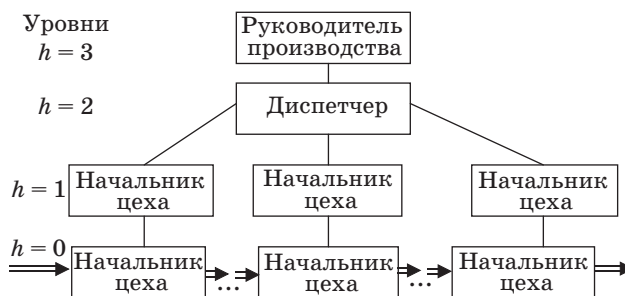
На базе САМ составлена обобщенная модель (ОМ) адаптивной автоматизированной системы управления (рис. 9).

В основу ОМ положен универсальный цикл управления (рис. 10), являющийся эпицентром стандарта ИСО 9000 [17] (рис. 11).

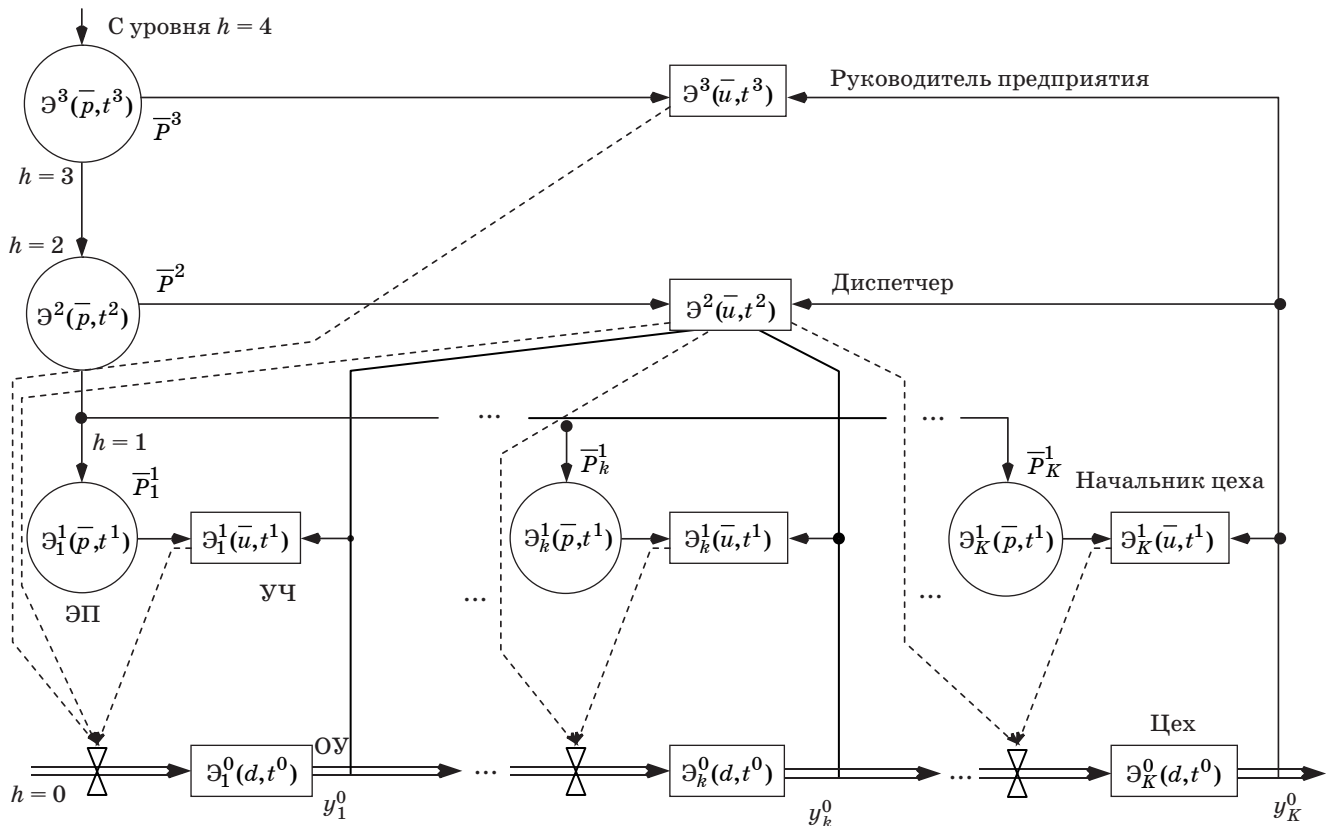
Простейшее теоретико-графовое описание ОМ имеет вид

$$M_l^{uhl}(1) = \{\exists_m^{h+2}(\mathbf{u}, t^{h+2}) * \exists_k^{h+1}(\mathbf{u}, t^{h+1}) * \exists_l^h(\mathbf{u}, t^h) * \exists_l^h(\mathbf{y}, t^h) * \exists_j^h(\mathbf{y}, t^h)\},$$

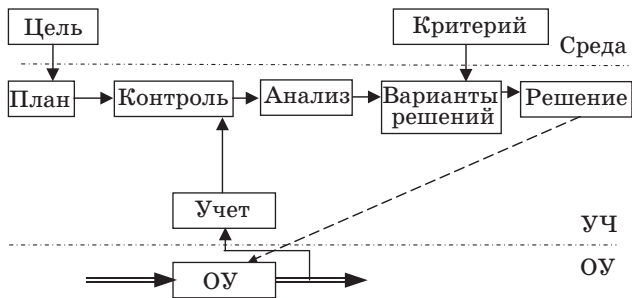
$$l = 1, \dots, K_h;$$



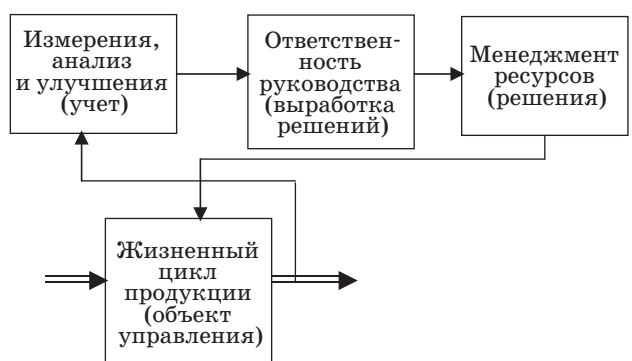
■ Рис. 8. Многоуровневая структура



■ Рис. 9. Обобщенная модель: ЭП — элемент планирования; УЧ, ОУ — элементы управляющей части и объекта управления



■ Рис. 10. Цикл управления



■ Рис. 11. Цикл управления в соответствии с ИСО 9000

$$h = 0, \dots, \theta;$$

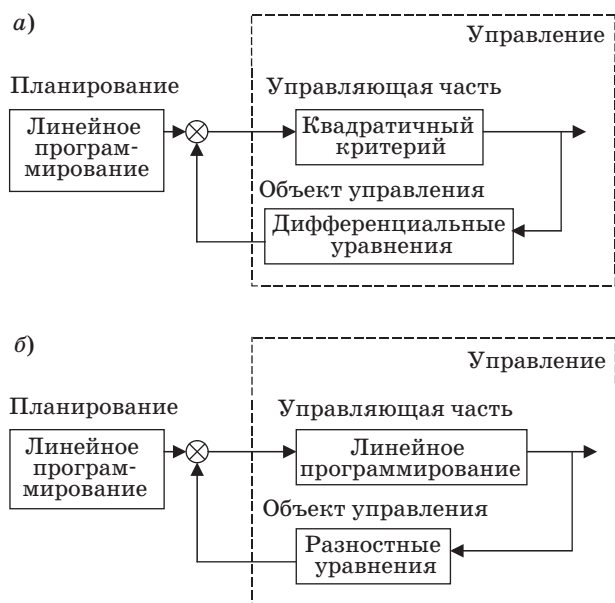
$$\Phi(S) \rightarrow \max,$$

где $\Theta_k^{h+1}(\mathbf{u}, t^{h+1})$, $\Theta_l^h(\mathbf{u}, t^h)$, $\Theta_l^h(\mathbf{y}, t^h)$ — k -е и l -е элементы соответствующих уровней УЧ и ОУ; \mathbf{u} , \mathbf{y} — векторы управления и выхода; t^h — отсчет времени на уровне h ; * — оператор замыкания, учитывающий обратные связи; K_h — количество элементов на уровне h ; Φ — целевая функция; S — связи между элементами Θ ; $l \in C(k)$, $C(k) = \{l: \Gamma \Theta_k^{h+1} = \Theta_l^h\}$, $|C(k)| = N_l$, $k = 1, \dots, K_{h+1}$, $l = 1, \dots, K_h$; $j \in C(l)$, $C(l) = \{j: \Gamma \Theta_j^h = \Theta_k^{h+1}\}$, $|C(l)| = N_j$, $j = 1, \dots, N_j$; $C(r) = \{r: \Theta_r^h = \Gamma^{-1} \Theta_k^{h+1}\}$, $|C(r)| = N_r$; Γ — прямая связь двух смежных элементов.

Обобщенная модель позволила построить обобщенную технологию, которая предписывает сначала рассматривать отдельные уровни (см. рис. 8), а затем учитывать взаимодействие уровней. На каждом уровне рассматриваются взаимодействующие процессы планирования и управления.

Возможные сочетания методов составной модели представлены на рис. 12. В настоящее время апробирован вариант, показанный на рис. 12, а, и проходит апробацию вариант рис. 12, б.

Накопленный опыт выявил и недостатки названных вариантов, в частности необходимость



■ Рис. 12. Разновидности математических моделей адаптивного управления: а — линейно-квадратичная; б — линейная

описания разнотипных процессов планирования и управления однотипным математическим аппаратом [18].

Заключение

1. Современная внешняя среда характеризуется динамичностью.
2. Имеется потребность в формировании системы адаптивных методов и алгоритмов, которые бы дали возможность перейти к адаптивному автоматизированному управлению и позволили производствам работать в условиях изменчивости внешней среды.
3. Существующие методы описания процесса автоматизированного управления, в том числе методы **ERP-систем**, не дают возможности совместно исследовать динамические и экономические свойства.
4. Предложены варианты описания процесса адаптивного автоматизированного управления и апробирован один из них.
5. Первые результаты дают обнадеживающие перспективы использования предложений.
6. Дальнейшее развитие автоматизированного управления видится на пути создания однотипного математического аппарата описания разнотипных процессов планирования и управления, рассмотрения подобных АСУ как интеллектуальных и даже интеллектуальных систем.

Литература

1. Форрестер Д. Индустриальная динамика. — М.: Прогресс, 1970. — 520 с.
2. Евдокимов В. В., Рейнер В. А. Машинный синтез АСУП. — М.: Статистика, 1980. — 222 с.
3. Вавилов А. А. и др. Имитационное моделирование производственных систем / Под общей ред. А. А. Вавилова. — М.: Машиностроение; Берлин: Техника, 1983. — 416 с.
4. Одинцов А. В., Норенков Ю. И., Горин О. А. Динамическое моделирование предприятия // Информационные технологии. 1997. № 2. С. 20–24.
5. Ширяев В. И., Ширяев Е. В., Головин И. Л., Смолен В. В. Теория и алгоритмы для идентификации, адаптации и управления фирмой в условиях изменения ситуации на рынке // Информационные технологии. 2002. № 4. Приложение. 25 с.
6. Васильев С. Н. Интеллектуальное управление динамическими системами. — М.: Физматлит, 2000. — 352 с.
7. Советов Б. Я., Чертовской В. Д. Автоматизированное адаптивное управление производством. — СПб.: Лань, 2003. — 176 с.
8. Курицкий Б. Я. Поиск оптимальных решений средствами Excel 7.0. — СПб.: БХВ, 1997. — 384 с.
9. Шеер А.-В. Моделирование бизнес-процессов. — М.: Серебряные нити, 2000. — 205 с.
10. Шеер А.-В. Бизнес-процесс. Основные понятия, теория, методы. — М.: Просветитель, 1999. — 152 с.
11. Каменнова М. С. и др. Моделирование бизнеса: методология ARIS. — М.: Серебряные нити, 2001. — 167 с.
12. Черемных С. В., Семенов И. О., Ручкин В. С. Структурный анализ систем: IDEF-технологии. — М.: Финансы и статистика, 2003. — 208 с.
13. Li Yihua. Analysis of stability of automatized control systems // J. Chanhsha Univ. Tlec. Powers. 1997. Vol. 12. N 4. P. 408–411.
14. Питеркин С. В., Осадов Н. А., Исаев Д. В. Точно вовремя для России. Практика применения ERP. — М.: Альпина Паблишер, 2002. — 368 с.
15. Turbide D. A. APS and ERP. A White Paper about Advanced Planning and Scheduling's Integration with Enterprise Resource Planning. — N. Y.: Product Solution Inc., 1998. — 192 p.
16. Заикин О. А., Рахимов Т. Н., Советов Б. Я. Основы построения АСУ. — Ташкент: Уткивучи, 1984.
17. ИСО 9000-2000. Система менеджмента качества. Основные положения и словарь.
18. Габасов Р. и др. Конструктивные методы оптимизации. — Минск: Университетское, 1984. — Ч. 1. 214 с.; Ч. 2. 198 с.

УДК 681.5

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ГЭС МАЛОЙ МОЩНОСТИ МЕТОДОМ ЧАСТОТНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

А. А. Миленин,

аспирант

В. Ф. Шишлаков,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Приводится один из подходов к разработке системы управления гидроэлектростанцией малой мощности методом частотного регулирования. Дается сравнительный анализ с существующей системой управления методом управляемой нагрузки. Показано моделирование системы управления малой гидроэлектростанцией в MATLAB, Simulink.

Ключевые слова — малые ГЭС, частотное регулирование, моделирование, MATLAB.

Одним из наиболее эффективных направлений развития нетрадиционной энергетики является строительство микро- и малых гидроэлектростанций (МГЭС). Это объясняется значительным экономическим потенциалом малых рек (в России он составляет до 60 млрд кВт · ч, а используется менее чем на 0,5 %) при сравнительной простоте его реализации. Именно поэтому в 50–60-е гг. в стране работало до 8 тыс. МГЭС. Сегодня же их количество едва достигает 300 [1, 2].

Необходимость снабжать электроэнергией труднодоступные районы, в которые прокладка линий передач предполагает большие сложности или требует серьезных денежных вложений, позволяет ставить вопрос о целесообразности использования электростанций малой мощности. При этом возникает потребность к развитию нетрадиционной или возобновляемой энергетики.

В отличие от других экологически безопасных возобновляемых источников электроэнергии, таких как солнце, ветер, МГЭС практически не зависит от погодных условий и способна обеспечить устойчивую подачу электроэнергии потребителю.

Таким образом, малая гидроэнергетика — это в настоящее время наиболее экономичное решение энергетических проблем для территорий, относящихся к зонам децентрализованного электроснабжения, которые составляют более 70 % территории России.

Задачей данной работы является разработка системы автоматического управления (САУ) гидроэлектростанцией мощностью 250 кВт. Необходимо обеспечить требуемые параметры выходной мощности, стабилизации напряжения и частоты в соответствии с ГОСТ 28171 (МЭК 60034-1).

Для системы управления входным воздействием в данном случае будет являться информация о требуемой частоте и амплитуде напряжения, а также текущие параметры этих значений, а выходным — сигналы управления силовыми ключами преобразователя тока. Необходимо, чтобы система управления обеспечивала работу ГЭС как в автономном режиме или параллельно с энергосистемой, так и на сеть, в том числе функции защиты и оперативного управления агрегатами ГЭС. Станция должна обладать автономностью.

Существуют разные способы стабилизации напряжения и частоты. К ним относятся: использование насыщенной индуктивности; управление напряжением путем регулирования скорости потока воды; регулирование напряжения с помощью управления емкостью; регулирование напряжения и частоты с помощью управляемой нагрузки, преобразователя частоты и некоторые другие способы. Наиболее предпочтительными методами являются регулирование с помощью управляемой нагрузки и частотное регулирование.

В данный момент реализован принцип постоянства нагрузки. Мощность, вырабатываемая ге-

нератором, распределяется между полезной нагрузкой и балластной. В результате за счет постоянства нагрузки и мощности выполняются требования к параметрам электрического тока.

Рассмотрим микроГЭС мощностью 15 кВт, использующую асинхронный генератор. Для управления данной микроГЭС разработана серия устройств автоматического регулирования (УАР) (рис. 1).

В качестве генератора Γ в микроГЭС применяется асинхронная машина, которая возбуждается от остаточного магнитного потока статора при раскручивании турбины. Конденсаторная батарея (устройство возбуждения $УВ$) подключается с помощью выключателя $В$ к выводам генератора. Для того чтобы сделать напряжение на выходе генератора постоянным и не зависящим от нагрузки, используется устройство управления $УУ$, представляющее собой широтно-импульсный модулятор $ШИМ$.

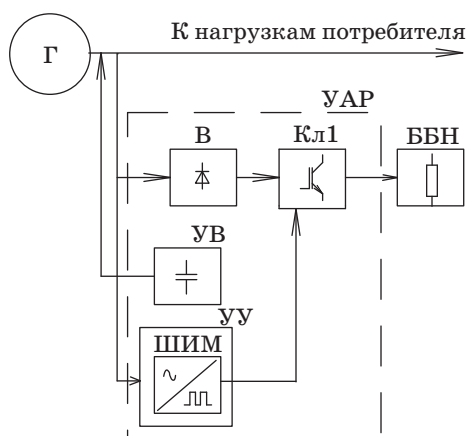
Работа $УАР$ основана на принципе постоянства выходного напряжения, которое во многом зависит от нагрузки и может меняться в широких пределах. Мощность генератора перераспределяется между балластом (блоком балластной нагрузки $ББН$) и полезной нагрузкой таким образом, что выходное напряжение остается постоянным. Мощность, развиваемая генератором, также остается постоянной:

$$P_{\Gamma} = P_{\text{н}} + P_{\text{б}} = P_{\text{max}} = \text{const}, \quad (1)$$

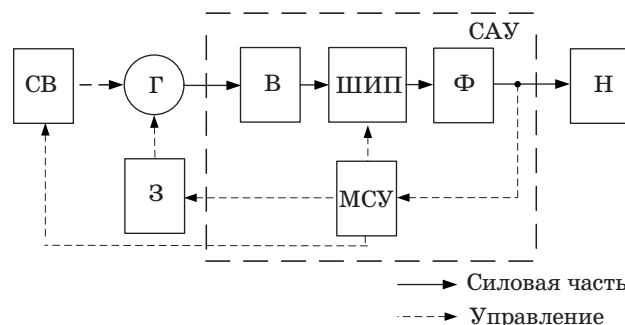
где P_{Γ} , $P_{\text{н}}$, $P_{\text{б}}$ — мощность, развиваемая на выходе генератора, отдаваемая в нагрузку, рассеиваемая балластом соответственно.

Рассмотрим работу разрабатываемой САУ МГЭС (рис. 2).

Неуправляемый трехфазный мостовой выпрямитель $В$ выпрямляет переменное напряжение, вырабатываемое генератором Γ (напряжения на



■ Рис. 1. Функциональная схема УАР



■ Рис. 2. Функциональная схема САУ

выходе выпрямителя $U_{2\text{дл}} = 1,41 \cdot 380 = 536$ В при номинальном режиме работы генератора). Реверсивный широтно-импульсный преобразователь тока (частоты) $ШИИП$ осуществляет реализацию заданного закона управления (амплитуда напряжения может изменяться в диапазоне от -500 до 500 В, частота — от 1 до 500 Гц).

Выходной фильтр Φ предназначен для подавления высокочастотных составляющих напряжения нагрузки $Н$. Цифровые измерители сети ведут непрерывный анализ параметров тока и напряжения и позволяют использовать эти данные в микропроцессорной системе управления $МСУ$, которая в свою очередь, исходя из полученных данных, управляет силовыми ключами. Также $МСУ$ управляет приводом предтурбинного затвора $З$ с помощью преобразователя частоты и системой возбуждения $СВ$ генератора. В целях управления потоком воды, поступающей в гидротурбину, привод должен регулировать положение задвижки на малых оборотах вращения.

Таким образом, $МСУ$ МГЭС обеспечивает регулирование напряжения и частоты в широком диапазоне, что позволяет без изменения конфигурации системы применять ее в различных странах с различными стандартами напряжения и отклонения частоты.

Основным силовым элементом системы является $ШИИП$, который и преобразует полученный ток с генератора с переменной частотой и амплитудой напряжения в ток постоянной частоты и амплитуды.

Применение IGBT с более высокой частотой переключения в совокупности с $МСУ$ в преобразователях частоты снижает уровень высших гармоник, характерных для тиристорных преобразователей [3–5].

Для реализации преобразователя частоты, выполненного на IGBT-транзисторах, были выбраны IGBT-модули EUPEC FZ1600R12KE3 с напряжением коллектор-эмиттер 1200 В и током коллектора 1600 А (при 80 °С) и 2300 А (при 25 °С) [6, 7]. Расчет суммарных потерь на плече преобразователя частоты составил $3,7$ кВт.

В состав любого мощного преобразователя обязательно входит драйвер — устройство, осуществляющее передачу логических сигналов управления, вырабатываемых контроллером, к входам силовых ключей [5].

В настоящей работе был выбран драйвер International Rectifier [5, 8]. IR2113 — драйверы высоковольтных, высокоскоростных МОП-транзисторов или IGBT-транзисторов с независимыми выходными каналами нижнего и верхнего уровней. Собственная HVIC-технология и стойкая к защелкиванию КМОП-технология позволили создать монолитную конструкцию [8].

Логический вход совместим с стандартными КМОП- или LSTTL-выходом. Выходы драйверов отличаются высоким импульсным током буферного каскада, что выполнено для минимизации встречной проводимости драйвера. Задержка при распространении сигналов согласована для применения в высокочастотных приложениях. Выходной канал может быть использован для управления N -канальным силовым МОП-транзистором или IGBT-транзистором с напряжением питания верхнего уровня до 600 или до 1200 В [8].

В качестве выходных фильтров в инверторах используются преимущественно электротехнические устройства, схемы которых представляют собой пассивные четырехполюсники, состоящие из индуктивных и емкостных реактивных элементов [4]. Основные функции фильтра заключаются в максимальном уменьшении напряжений высших гармоник при минимальном ослаблении первой (основной) гармоники выходного напряжения.

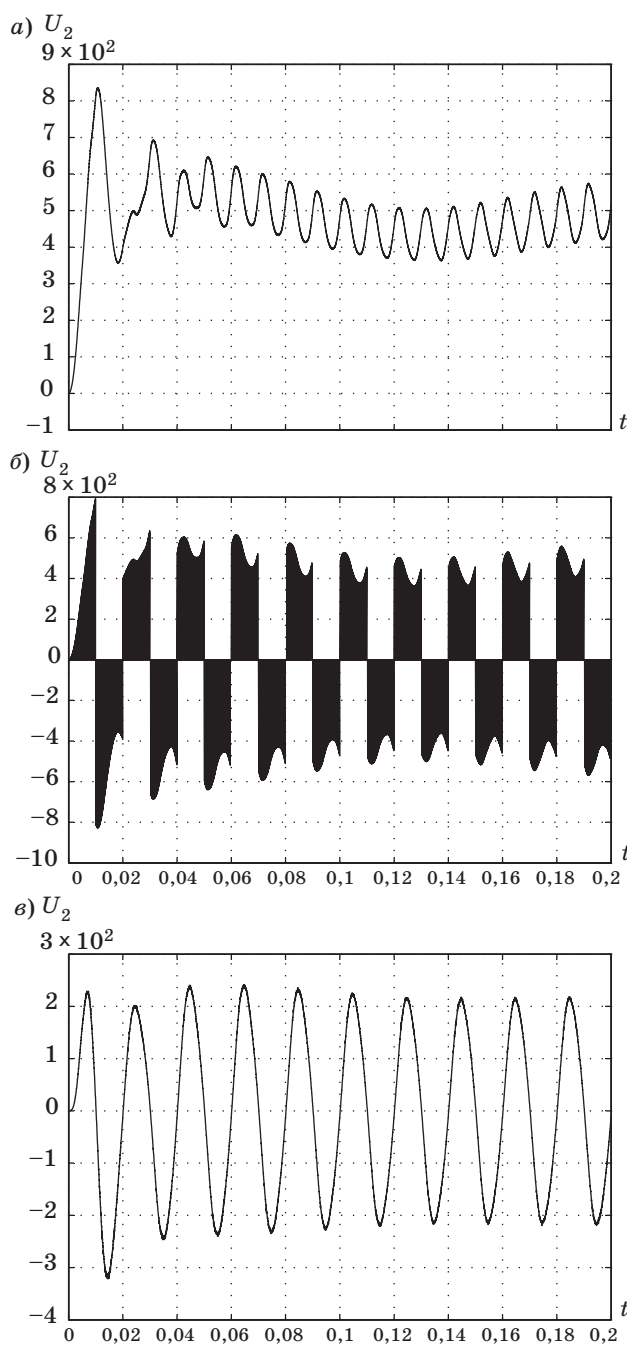
Наиболее простым фильтром является однозвенный Г-образный LC-фильтр. Принцип действия его основан на том, что для высших гармоник напряжения индуктивность представляет большое сопротивление, а емкость — малое. В результате высшие гармоники ослабляются в большей степени, чем первая (основная) гармоника напряжения [4].

Для ориентировочного расчета параметров фильтра следует исходить из условий резонанса и далее проверять параметры фильтра на модели.

Емкость C конденсатора принимаем равной 700 мкФ, а индуктивность дросселя находим из условия равенства волнового сопротивления фильтра сопротивлению нагрузки для исключения резонансных явлений на одной из высокочастотных гармонических составляющих. По расчетам индуктивность дросселя $L = 26$ мкГн.

С помощью модели проверяем параметры выходного фильтра (рис. 3, а—в).

Видим, что напряжение на нагрузке имеет синусоидальный характер с некоторыми незначительными искажениями, которые не влияют на качество тока.



■ Рис. 3. Результаты моделирования параметров выходного фильтра: а — выпрямленное напряжение; б — напряжение на нагрузке без выходного фильтра; в — напряжение на нагрузке с применением выходного фильтра

Исходя из функций разрабатываемой МСУ, а также представляя себе функции, лежащие на устройстве управления, т. е. на микроконтроллер, мы выбрали микроконтроллер Atmel серии Mega, а именно Mega6490. Это устройство обладает достаточными ресурсами для управления ГЭС малой мощности, минимальной стоимостью

среди устройств подобного класса, малыми габаритами, является простым в использовании.

Микроконтроллер Mega649 имеет центральный 8-разрядный процессор; память программ объемом 64 КБ; память данных объемом 2 КБ; 53/68 программируемых ввода/вывода; два 8-битовых и один 16-битовый многорежимных таймера/счетчика; систему прерываний с пятью векторами и двумя уровнями; последовательный интерфейс; тактовый генератор [9–11].

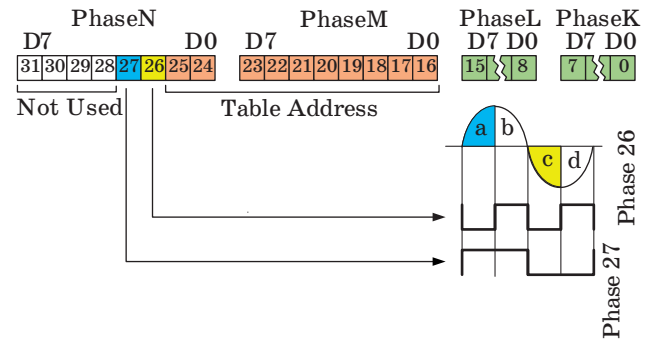
Рассмотрим алгоритм генератора синусоидального сигнала, который необходим для реализации всей работы.

Алгоритм целиком реализован внутри прерывания таймера, которое возникает с частотой 250 кГц, т. е. каждые 4 мкс. Столь малое значение времени потребовало предельной оптимизации обработчика. 1 КБ объема памяти программ контроллера отведен для хранения таблицы функции \sin . Для экономии места хранится только 1/4 часть периода, так как функция \sin обладает свойствами симметрии. Однако в результате несколько усложнился алгоритм. Для увеличения скорости работы в таблице хранятся 8-разрядные отсчеты. Поскольку на 1/4 периода знак функции не меняется, это позволило знаковый разряд в таблице не хранить.

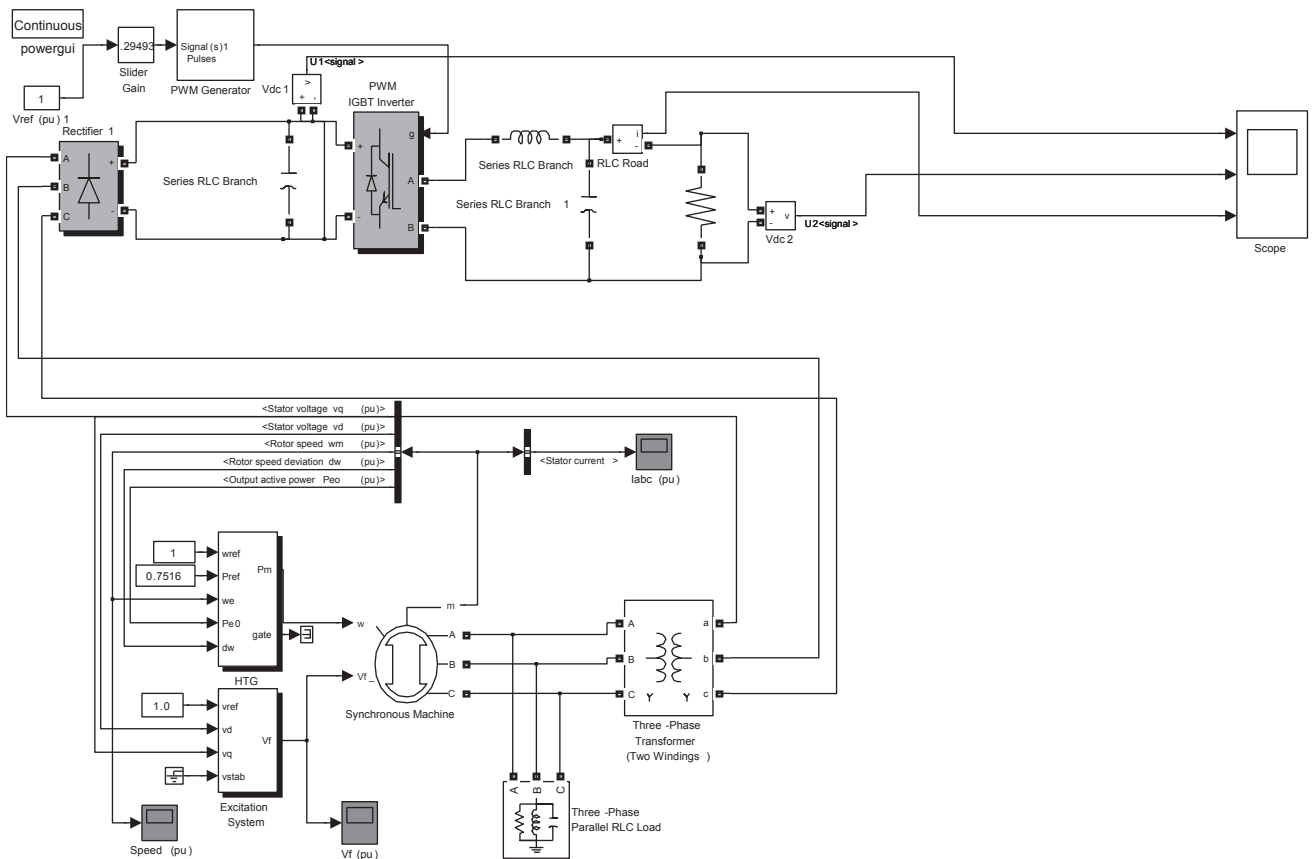
В разных четвертях периода \sin обработчик прерывания работает по различным веткам. Очень важно при этом обеспечить равное время выполнения каждой ветки.

Мгновенная фаза хранится в регистрах PhaseK, L, M, N. Из 32 бит используются только 28 младших. Приращение фазы (код частоты) хранится в регистрах FreqK, L, M, N. Поскольку таблица функции \sin имеет размер 1024 Б, необходим 10-разрядный адрес. Он формируется из разрядов 16–25 мгновенной фазы (рис. 4).

Разряд 26 определяет, длится первая или вторая половина полупериода. На второй половине полупериода направление изменения функции



■ Рис. 4. Схема приращения фазы

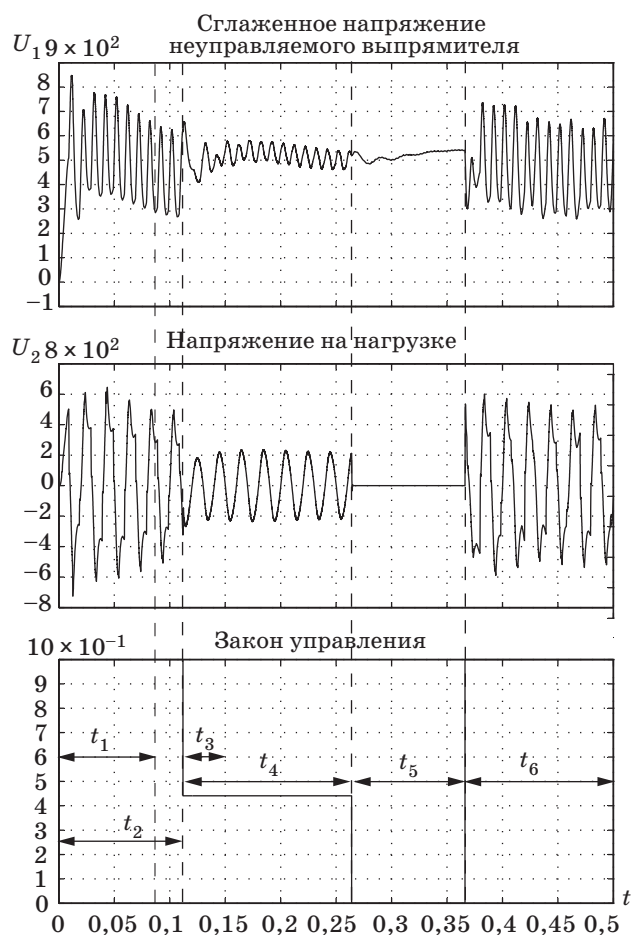


■ Рис. 5. Модель САУ МГЭС

должно меняться на противоположное, для чего в этом случае адрес инвертируется. Разряд 27 определяет, длится положительный или отрицательный полупериод. По сути, это знаковый разряд.

Работа САУ смоделирована с помощью программных пакетов MATLAB Simulink и System Blockset. Модель, работающая параллельно с генератором 250 кВт, показана на рис. 5. Система возбуждения моделируется блоком Excitation System. Частота и напряжение задаются блоком гидротурбины (НТГ). Напряжение с выхода генератора поступает на модель 3-фазного неуправляемого выпрямителя. Форма напряжения определяется блоком PWM Generator, который подает управляющие импульсы на PWM IGBT Invertor. Сглаживающие фильтры моделируются блоками Series RLC Branch. Блок RLC Load является моделью нагрузки [12].

Результаты исследования модели МГЭС и графики переходных процессов по напряжению представлены на рис. 6. На третьем графике — закон управления. Как видно из графиков, время переходного процесса при включении генератора



■ Рис. 6. Переходные процессы МГЭС

$t_1 = 0,078$ с, в течение которого в системе устанавливаются незатухающие колебания заданной амплитуды и частоты ($U = 500$ В, $f = 50$ Гц). Моделирование работы САУ рассматривалось при различной скважности импульсов. На интервале t_2 скважность составляла 1, затем в процессе работы САУ на интервале t_4 скважность равна 0,38 (чтобы обеспечить амплитуду выходного напряжения $U = 220$ В), причем время переходного процесса $t_3 = 0,008$ с; t_5 — минимальное значение скважности, равное 0; t_6 — значение скважности, равное 1.

Результаты моделирования показали, что система обеспечивает установившиеся автоколебания заданной амплитуды и частоты. Изменение скважности управляемых импульсов позволяет регулировать амплитуду выходного напряжения при постоянной частоте.

Литература

1. Безруких П. П. Нетрадиционная возобновляемая энергетика состояние и ближайшая перспектива // Нетрадиционные возобновляемые источники энергии: Сб. / Под общей ред. П. П. Безруких / МЭИ (ТУ); ВИЭН. — М.: Амипресс, 2002. — 354 с.
2. Бляшко Я. И. Состояние и перспективы развития малой гидроэнергетики в России // Энергетическая безопасность и малая энергетика. XXI век: Материалы Всерос. науч.-техн. конф., Санкт-Петербург, 3–5 декабря 2002 г. С. 135.
3. Джонс М. Электроника — практический курс. — М.: Техносфера., 2006. — 510 с.
4. Семенов Б. Ю. Силовая электроника от простого к сложному. — М.: Солон-Пресс, 2005. — 416 с.
5. Силовые полупроводниковые приборы: Пер. с англ. / Под ред. В. В. Токарева. — Воронеж, 1995. — 606 с.
6. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 296 с.
7. Сайт компании Infineon Technologies AG. <http://www.infineon.com>
8. Сайт компании Atmel Corporation. <http://www.atmel.com>
9. Голубцов М. С. AVR от простого к сложному. — М.: СОЛОН-Пресс, 2003. — 288 с.
10. Грампер В. Измерения, управление и регулирование с помощью AVR микроконтроллеров. — М.: МК-Пресс, 2006. — 208 с.
11. Сайт компании Atmel Corporation. <http://www.atmel.com> (дата обращения: 01.06.2009)
12. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника. — СПб.: Корона Принт, 2002. — 256 с.

УДК 004.4'242

РЕАЛИЗАЦИЯ КОНЕЧНЫХ АВТОМАТОВ НА ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЯЗЫКАХ ПРОГРАММИРОВАНИЯ

Я. М. Малаховски,

магистрант

А. А. Шалыто,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий,
механики и оптики

Рассматриваются вопросы реализации на функциональных языках программирования событийных структурных конечных автоматов, используемых в автоматном программировании. На примерах показаны решения, имеющие преимущества перед реализациями на императивных языках программирования.

Ключевые слова — конечные автоматы, функциональное программирование, Haskell.

Введение

Несмотря на все более широкое использование автоматных моделей при разработке программного обеспечения, в настоящее время не известно методов реализации на функциональных языках программирования [1] событийных структурных конечных автоматов, используемых в автоматном программировании [2].

Основное отличие функциональных программ от императивных состоит в том, что функциональная программа представляет собой некоторое выражение (в математическом смысле), а выполнение программы означает вычисление значения этого выражения. При этом слово «вычисление» вовсе не означает, что операции производятся только над числами.

При сравнении «чистого» (pure) функционального и императивного подходов к программированию можно отметить следующие свойства функциональных программ:

- в чистых функциональных программах отсутствуют побочные эффекты, поэтому в них не существует прямого аналога глобальным переменным и объектам императивных языков программирования;
- в функциональных программах не используется оператор присваивания;
- в функциональных программах нет циклов, а вместо них применяются рекурсивные функции;
- выполнение последовательности команд в функциональной программе бессмысленно, по-

скольку одна команда не может повлиять на выполнение следующей.

Отсюда следует, что при использовании чистых функциональных языков программирования (например, языка *Haskell*) не удастся непосредственно применять методы, используемые при реализации конечных автоматов на императивных языках программирования (например, языка *C++*). Это объясняется тем, что состояние автомата, по сути, является глобальной переменной, а обработка последовательностей событий в императивных языках производится при помощи циклов.

В теории конечных автоматов существуют два класса: абстрактные и структурные автоматы. Абстрактные автоматы обычно используются при разработке систем генерации парсеров по контекстно-свободным грамматикам и регулярным выражениям (см., например, работы [3, 4]). Функции переходов в таких задачах обычно строятся не по диаграммам состояний, а по множеству порождающих правил. В свою очередь, реализации на императивных языках программирования, построенные по диаграммам состояний, обычно валидируются сторонними утилитами, а не компилятором.

В событийных системах управления применяются структурные автоматы, ранее использовавшиеся в аппаратных реализациях. В общем случае такие автоматы содержат два типа входных воздействий: события и входные переменные. Известны работы, в которых описано, как на функциональных языках программирования ре-

ализовать автоматы указанного класса, так как для таких автоматов требуется формирование выходных воздействий, а чистые функции не позволяют реализовать их непосредственно. В настоящей работе рассматриваются автоматы, управляемые только событиями. Реализация таких автоматов в функциональном программировании обычно не рассматривается.

Таким образом, авторами решаются следующие задачи: реализация на функциональных языках программирования событийных структурных автоматов, в которых входные переменные отсутствуют, и валидация функций переходов таких автоматов в процессе компиляции.

В работе используется язык Haskell [5–8], так как:

- в отличие от иных подобных языков, он близок к *типизированному лямбда-исчислению*;
- в нем отсутствуют побочные эффекты;
- он не нарушает функциональные концепции при вводе-выводе.

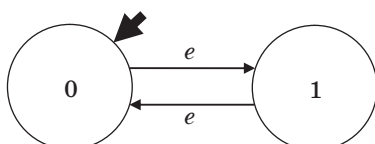
Кроме того, этот язык достаточно популярен в академической среде, и для него существует несколько качественных компиляторов.

Реализация автомата по диаграмме состояний

Суть предлагаемого подхода к реализации функции переходов на функциональных языках программирования состоит в представлении событий автоматов при помощи алгебраических типов данных, а состояний — кортежами или структурами соответствующих переменных. Продемонстрируем различные реализации счетного триггера на примерах.

Обработка одиночных событий.

Пусть требуется реализовать счетный триггер (рис. 1), реагирующий на события. Другими словами, требуется построить конечный автомат с двумя состояниями, кодируемыми нулем и единицей, который управляется кнопкой. Каждое нажатие кнопки порождает событие e . К выходу z конечного автомата подключена лампа. Каждое событие e переводит автомат в состояние $(1 - y)$, где y — текущее состояние. При этом переменная состояния одновременно является выходной переменной ($z = y$). Таким образом, каждое нажатие кнопки будет приводить то к включению лампы,



■ Рис. 1. Диаграмма состояний счетного триггера

то к ее выключению. Исходный код, реализующий данный счетный триггер, приведен в листинге 1.

Листинг 1. Реализация счетного триггера на Haskell.

```
-- Событие: «Нажатие на кнопку».
data Event = ButtonClick deriving Show
-- Состояния: «Выключено» и «Включено».
data State = LampOff | LampOn deriving Show

-- Функция переходов, изоморфная рис. 1.
gotEvent :: State -> Event -> State
gotEvent LampOff ButtonClick = LampOn
gotEvent LampOn ButtonClick = LampOff

-- Функция, вызываемая системой.
-- Начальное состояние – LampOff.
main = print $ gotEvent LampOff ButtonClick
```

Рассмотренная реализация функции переходов не является единственно возможной. Например, для этой цели можно использовать конструкции *pattern matching*. Однако в этом случае исходный код обычно получается длиннее, поскольку такая конструкция требует частичного дублирования. Поэтому в дальнейшем будет использоваться оператор *case*.

Последовательности событий.

Для того чтобы добавить возможность применения последовательности событий к начальному состоянию автомата, введем функцию *applyEvents*.

Листинг 2. Функция *applyEvents* и ее использование.

```
-- Исходный код листинга 1 за исключением функции main
...
-- Функция, применяющая события к начальному состоянию.
applyEvents :: State -> [Event] -> State
-- Результат = состояние, если событий больше нет.
applyEvents st [] = st
-- Иначе делаем переход и вызываемся рекурсивно.
applyEvents st (e:es) = applyEvents (gotEvent st e) es

-- Новая функция main.
main = print $ applyEvents LampOff [ButtonClick]
```

Обобщение на произвольные типы данных для событий и состояний.

Если бы в реализуемом примере было более одного конечного автомата, то пришлось бы писать несколько функций, аналогичных *applyEvents*. Поэтому можно выделить общую их часть в библиотечный код, пригодный для написания других конечных автоматов. В листинге 3 приведен разработанный библиотечный код, а также реализация счетного триггера с его использованием.

Листинг 3. Библиотечная функция *applyEvents* и ее использование.

```
-- Тип функции переходов.
type SwitchFunc state event = state -> event -> state
```



```
-- Функция, применяющая список событий к начальному
-- состоянию автомата при помощи функции переходов.
applyEvents :: SwitchFunc st ev -> st -> [ev] -> st
applyEvents _ st [] = st
applyEvents swF st (ev:evs) = applyEvents swF
    (swF st ev) evs
-----
-- Реализация счетного триггера
-- при помощи приведенного выше библиотечного кода.

-- Типы событий и состояний для счетного триггера.
data TriggerEvent = ButtonClick deriving Show
data TriggerState = LampOff | LampOn deriving Show
-- Функция переходов для счетного триггера.
triggerSwF LampOff ButtonClick = LampOn
triggerSwF LampOn ButtonClick = LampOff

-- Функция, вызываемая системой.
main = print $ applyEvents triggerSwF LampOff [ButtonClick]
```

Отметим, что новая версия функции *applyEvents* (листинг 3) является левой сверткой (одна из стандартных операций функционального программирования) списка событий по функции переходов. Поэтому можно заменить все определенные функции *applyEvents* на *applyEvents = foldl*.

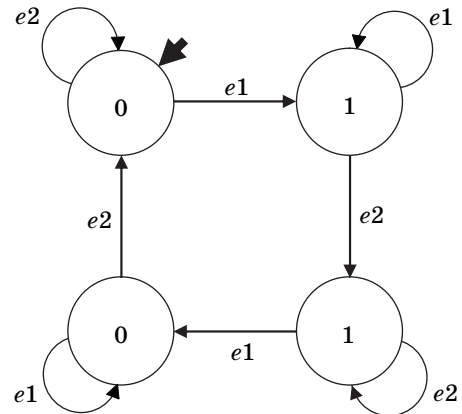
Преимущества функциональной реализации.

Алгебраические типы данных позволяют производить более строгие проверки по сравнению с конструкциями, сходными с конструкцией *enum* императивного языка С. Например, при использовании алгебраических типов данных невозможно случайно проверить на равенство элемент множества состояний с элементом множества событий. Еще одним преимуществом функционального подхода является то, что компилятор способен самостоятельно проверить полноту и непротиворечивость веток оператора *case*, тем самым осуществляя валидацию функции переходов на этапе компиляции.

Выходные воздействия

Функции переходов в предыдущих примерах самостоятельно не производили выходных воздействий, а только возвращали результирующее состояние, которое печаталось на консоль функцией *main*. На практике автоматам требуются и другие классы выходных воздействий для того, чтобы выводить сообщения на экран, отправлять пакеты данных в сеть, обмениваться событиями и т. д.

В качестве примера реализации автомата с выходными воздействиями рассмотрим счетный триггер с четырьмя состояниями (рис. 2). Его отличие от предыдущего триггера заключается в том, что лампа будет включаться или выключаться только после отпускания кнопки, а повторное нажатие или отпускание кнопки не будет производить никакого эффекта.



■ Рис. 2. Диаграмма переходов счетного триггера с четырьмя состояниями

Общую часть реализаций этого примера для экономии места вынесем в отдельный листинг 4.

Листинг 4. Общая часть реализаций счетного триггера с четырьмя состояниями.

```
-- Типы событий и состояний для счетного триггера.
data TriggerEvent = ButtonDown
    | ButtonUp deriving Show

data TriggerState = LampOffButtonUp
    | LampOffButtonDown
    | LampOnButtonUp
    | LampOnButtonDown deriving Show
```

Первый вариант реализации выходных воздействий.

Один из вариантов реализации выходных воздействий — изменить функцию переходов так, чтобы она возвращала не только новое состояние автомата, но и список выходных воздействий некоторого типа. Это может быть как арифметический тип данных, представляющий собой множество возможных выходных воздействий, так и тип *IO ()*. В этом случае ответственность за выполнение выходных воздействий лежит на той части кода, которая вызывает функцию переходов автомата. Достоинством данного подхода является его гибкость. Листинг 5 демонстрирует данный подход.

Листинг 5. Функция переходов, возвращающая список выходных воздействий.

```
-- Абстрактный тип функции переходов,
-- возвращающей новое состояние и список выходных воздействий.
type SwitchFunc state input output = state -> input
    -> (state, [output])

-- Функция applyEvents, реализованная через свертку.
applyEvents :: SwitchFunc state input output -> state
    -> [input] -> (state, [output])
applyEvents switchFunc state events =
    foldl (switchToAcc switchFunc) (state, []) events

-- Функция, «конвертирующая» функцию переходов в
```

```
-- аккумулятор выходных воздействий.
switchToAcc :: SwitchFunc state input output -> (state, [output])
-> input -> (state, [output])
switchToAcc switchFunc (state, output) event =
  (nstate, output ++ noutput)
  where (nstate, noutput) = switchFunc state event

-- Функция переходов для счетного триггера.
triggerSwitchFunc state event = case state of
  LampOffButtonUp -> case event of
    ButtonDown -> (LampOffButtonDown, [])
    _ -> (state, [])
  LampOnButtonUp -> case event of
    ButtonDown -> (LampOnButtonDown, [])
    _ -> (state, [])
  LampOffButtonDown -> case event of
    ButtonUp -> (LampOnButtonUp, [putStrLn «LampOn»])
    _ -> (state, [])
  LampOnButtonDown -> case event of
    ButtonUp -> (LampOffButtonUp, [putStrLn «LampOff»])
    _ -> (state, [])

-- Функция, вызываемая системой.
main = do
  sequence_ 0
  putStrLn $ show $ s
  where
    (s, o) = applyEvents triggerSwitchFunc LampOffButtonUp
             [ButtonDown, ButtonUp, ButtonDown, ButtonUp]
```

Второй вариант реализации выходных воздействий.

Проблема реализации выходных воздействий может быть решена также модификацией функции переходов. При этом в качестве возвращаемого значения она будет иметь тип *IO state*, где *state* — тип состояния автомата, а сами выходные воздействия будут выполняться непосредственно в самой функции переходов (листинг 6).

Листинг 6. Функция переходов, возвращающая список выходных воздействий.

```
-- Абстрактный тип функции переходов,
-- возвращающей новое состояние и осуществляющей IO.
type SwitchFunc state input output = state -> input -> IO state

-- Функция applyEvents, реализованная через монаду IO.
applyEvents :: SwitchFunc state input output -> state
-> [input] -> IO state

applyEvents switchFunc state [] = return state
applyEvents switchFunc state (event:eventsTail) = do
  newstate <- switchFunc state event
  applyEvents switchFunc newstate eventsTail

-- Функция переходов для счетного триггера.
triggerSwitchFunc state event = case state of
  LampOffButtonUp -> case event of
    ButtonDown -> return LampOffButtonDown
    _ -> return state
  LampOnButtonUp -> case event of
    ButtonDown -> return LampOnButtonDown
    _ -> return state
  LampOffButtonDown -> case event of
```

```
ButtonUp -> do
  putStrLn «LampOn»
  return LampOnButtonUp
_ -> return state
LampOnButtonDown -> case event of
  ButtonUp -> do
    putStrLn «LampOff»
    return LampOffButtonUp
_ -> return state
```

```
-- Функция, вызываемая системой.
main = do
  result <- applyEvents triggerSwitchFunc LampOffButtonUp
            [ButtonDown, ButtonUp, ButtonDown, ButtonUp]
  putStrLn $ show $ result
```

Второй подход предоставляет больше свободы, так как в данном случае функция переходов не является чистой. Данный способ реализации является аналогом подхода, используемого в императивных языках программирования, поскольку все вычисления выполняются строго в контексте *IO*.

Заключение

В работе предложены методы реализации событийных структурных конечных автоматов на языке Haskell. При этом продемонстрированы преимущества этих подходов по сравнению с реализациями на императивных языках программирования. Такими преимуществами являются строгая типизация составных частей конечного автомата и валидация функции переходов компилятором.

Литература

1. Abelson H., Sussman G. Structure and Interpretation of Computer Programs. — MIT Press, 1985. — 634 p.
2. Поликарпова Н. И., Шалыто А. А. Автоматное программирование. — СПб.: Питер, 2009. — 176 с.
3. Parsec. <http://www.haskell.org/haskellwiki/Parsec> (дата обращения: 09.07.2009)
4. The Parser Generator for Haskell. <http://www.haskell.org/happy/> (дата обращения: 09.10.2009).
5. Bird R. Introduction to Functional Programming using Haskell. — NY.: Prentice Hall, 1998. — 448 p.
6. Davie A. Introduction to Functional Programming System Using Haskell. — Cambridge: Cambridge University Press, 1992. — 304 p.
7. Hudak P., Peterson J., Fasel J. A Gentle Introduction to Haskell 98. <http://www.haskell.org/tutorial/> (дата обращения: 09.07.2009) — 64 p.
8. Кирпичев Е. Монады // RSDN Magazine. 2008. N 3. <http://www.rsdn.ru/article/funcprog/monad.xml> (дата обращения: 09.07.2009).

УДК 004.434

АВТОМАТНЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОБЛЕМНО-ОРИЕНТИРОВАННЫХ ЯЗЫКОВ (Часть 1)

Ф. А. Новиков,*канд. физ.-мат. наук, заведующий лабораторией астрономического программирования
Институт прикладной астрономии РАН***У. Н. Тихонова,***аспирант**Санкт-Петербургский государственный политехнический университет*

Описывается новый метод определения синтаксиса и семантики проблемно-ориентированных языков с помощью диаграмм классов и диаграмм автоматов.

Ключевые слова — проблемно-ориентированный язык, абстрактный синтаксис, метамодель, автоматное программирование.

Введение

Создание прикладного программного обеспечения — это сложный процесс. Наиболее критичной его частью является непосредственно программирование приложения, так как на этом этапе осуществляется мысленное отображение понятий прикладной предметной области в используемый язык программирования, что требует знания как языка предметной области, так и языка программирования. Прикладное программирование может быть упрощено с помощью проблемно-ориентированных языков (языки предметной области, *domain-specific languages* — DSL), которые позволяют формулировать решение целевой задачи в терминах предметной области этой задачи, а не в терминах вычислительной машины. Такой подход облегчает разработку программ и повышает их качество.

Парадигма прикладного программирования, основанная на использовании проблемно-ориентированных языков, известна уже давно [1]. Основным препятствием для ее широкого применения является сложность создания новых проблемно-ориентированных языков и всего сопутствующего им программного обеспечения. Одной из технологий, разработанных в последнее время с целью устранить этот недостаток, является языковый инструментальный **Meta Programming System (MPS)** [2]. В его основе лежит постулат о том, что программа на проблемно-ориентированном языке — это любое точно определенное решение

некоторой задачи, а не набор инструкций для компьютера. Программа, как абстрактное решение задачи, может иметь различные представления. Общепринятое в практике программирования текстовое представление является лишь одним из множества возможных представлений такого решения. Причем далеко не всегда текстовое представление является самым удобным.

Отделение абстрактного решения задачи от реализующей его программы возможно при разделении синтаксиса языка программирования на абстрактный и конкретный. Абстрактный синтаксис описывает структуру допустимых языком решений (класс абстрактных программ). Конкретный синтаксис определяет представление программ этого класса. Семантика языка определяет способ выполнения абстрактной программы, т. е. ее отображение в целевую вычислительную модель.

Первым методом определения языков программирования, в котором последовательно проведено разделение абстрактного и конкретного синтаксисов, является Венский метод [3]. Именно в Венском методе показано, что при определении семантики языка необходимо и достаточно опираться на абстрактный синтаксис языка. Кроме того, в Венском методе предложен оригинальный подход к определению семантики языка, основанный на интерпретирующих автоматах.

Традиционным способом описания синтаксиса языка являются формальные грамматики. Правила формальной грамматики некоторого

языка могут быть сведены к автомату, распознающему этот язык [4]. Этот подход позволяет определить конкретный синтаксис, в том числе и нетекстовый, с помощью системы автоматов [5].

В данной статье предлагается автоматный метод определения проблемно-ориентированных языков, отталкивающийся от перечисленных идей и состоящий в совместном определении абстрактного синтаксиса, конкретного синтаксиса и операционной семантики.

Статья состоит из пяти разделов. В первом определяются назначение и область применения предлагаемого метода. Во втором и третьем разделах описывается способ определения структурных составляющих проблемно-ориентированных языков. В четвертом разделе описано применение автоматного программирования для определения конкретного синтаксиса. В пятом разделе показано, как определить операционную семантику системой взаимодействующих автоматов.

Назначение и область применения метода

Чтобы достичь практических преимуществ решения прикладных задач с помощью проблемно-ориентированных языков, необходимо облегчить создание новых языков, модификацию уже существующих, поддержку и развитие диалектов. В предлагаемом методе эта возможность достигается за счет полного формального определения языка, исчерпывающим образом определяющего интерпретацию как вычислительной машиной (исполнителем языка), так и человеком (пользователем языка), что также немаловажно для распространения и использования нового языка.

Автоматный метод определения проблемно-ориентированных языков позволяет задать язык в виде трех составляющих: метамодели языка (включающей абстрактный синтаксис), конкретного синтаксиса (или набора конкретных синтаксисов) и операционной семантики. При этом мы используем в качестве средства описания всех трех составляющих стандартный унифицированный язык моделирования UML [6]: абстрактный синтаксис и метамодель языка описываются с помощью диаграммы классов, конкретный синтаксис и семантика — с помощью специализированных диаграмм автомата. Новые языки можно определять, используя уже разработанные модели. Таким образом, предлагаемый метод поощряет повторное использование моделей.

Мы разделяем взгляды С. Дмитриева [2] и М. Фаулера [1] на понятие программы: программой является абстрактная структура, а для ее редактирования, хранения и выполнения могут использоваться различные представления — в виде

текста, диаграмм, таблиц, формул, звуков и др. При таком подходе любую прикладную программу можно рассматривать как языковой процессор, обрабатывающий свои входные данные как предложения некоторого специального входного языка. Именно поэтому центральное место в нашем методе определения языков как классов программ занимает абстрактный синтаксис в составе метамодели языка.

Охарактеризуем более точно область применения метода. Мы рассматриваем язык, в том числе проблемно-ориентированный, с самой общей точки зрения — как знаковую систему для передачи информации. Знаки могут иметь различное представление: буквы некоторого алфавита, или графические фигуры на диаграмме, или элементы управления (кнопки) на форме графического интерфейса, или звуковые сигналы, или что угодно. Более того, мы считаем, что один знак может иметь несколько различных представлений, и даже в рамках одного языка. Множество знаков предполагается конечным и заранее заданным так, что знаки однозначно различимы в любом представлении. Таким образом, в автоматном методе предполагается зафиксированным конечный алфавит *имен* абстрактных знаков.

Зафиксировав природу знаков, необходимо определить, каковы рассматриваемые знаковые системы, т. е. как можно комбинировать абстрактные знаки или, другими словами, какие абстрактные структуры допустимы в определяемых языках. Классический подход, ориентированный на формальные языки, представленные текстами, или на естественные языки, представленные живой речью, фактически рассматривает один тип структур — **конечные последовательности знаков** (линейно упорядоченные мультимножества). Это, разумеется, самый распространенный тип структур, более того, конечные структуры любой другой природы можно представить (закодировать) последовательностями. Однако такое «вытягивание» нелинейной структуры в линейное представление может быть не вполне удобным в некоторых случаях, навязывая искусственный линейный порядок, которого в абстрактной структуре на самом деле нет, и маскируя нелинейную структуру в линейном коде. В автоматном методе мы допускаем не только линейные структуры, но и ориентированные деревья, и (более общий случай) ориентированные графы с одним источником. Таким образом, предлагаемый метод имеет весьма широкую область применения.

Автоматный метод состоит из четырех шагов:

1) определение абстрактного синтаксиса как иерархической композиции конструкций языка;

2) определение метамоделей как абстрактного синтаксиса, дополненного системой неиерархических отношений между конструкциями языка;

3) определение конкретного синтаксиса как распознавателя, конструирующего абстрактную программу по ее представлению;

4) определение операционной семантики как интерпретатора абстрактных программ.

Следует подчеркнуть, что автоматный метод определения проблемно-ориентированных языков позволяет использовать такое формальное определение языка как его программную реализацию.

Определение абстрактного синтаксиса диаграммой классов

В предлагаемом автоматном методе определения языков в центр ставится описание абстрактной структуры предложений языка, которое обычно называют абстрактным синтаксисом языка. При использовании классического метода определения языков с помощью порождающих формальных грамматик абстрактный синтаксис обычно не описывается отдельно, но извлекается из правил вывода формальной грамматики. А именно, структурные единицы обозначаются нетерминальными символами и определяются правилами вывода. В результате применения правил вывода происходит последовательное уточнение, разворачивание определения начальной структурной единицы языка — его аксиомы. Различные последовательности таких уточнений порождают различные предложения (строго говоря, деревья вывода). Предложение на языке является частным случаем применения синтаксических правил языка, а значит экземпляром структуры, определяемой правилами абстрактного синтаксиса. При этом экземпляр структуры содержит только абстрактные знаки, тогда как в предложении на языке присутствуют еще и терминальные символы, используемые для обозначения структуры (скобки, запятые и т. д.). Очевидно, что в абстрактном синтаксисе, описывающем структуру предложений языка, эти терминальные символы не определяются. Они входят в определение конкретного синтаксиса языка [3].

Заметим, что в классическом подходе все предложения языка являются экземплярами структуры, но не все экземпляры структуры являются предложениями языка. Дело в том, что язык определяется не только правилами абстрактного синтаксиса, но и другими правилами, в частности, контекстными условиями, задание которых вызывает известные трудности при использовании формальных грамматик. В автоматном методе контекстные условия задаются неиерархиче-

скими отношениями метамоделей, рассматриваемыми далее.

В предлагаемом автоматном методе для описания абстрактного синтаксиса правила порождения не используются. Мы описываем структуру языка явным образом, а именно абстрактный синтаксис языка определяем с помощью диаграмм классов (**А, В и С на рис. 1 обозначают некоторые конструкции, в частности абстрактные знаки**).

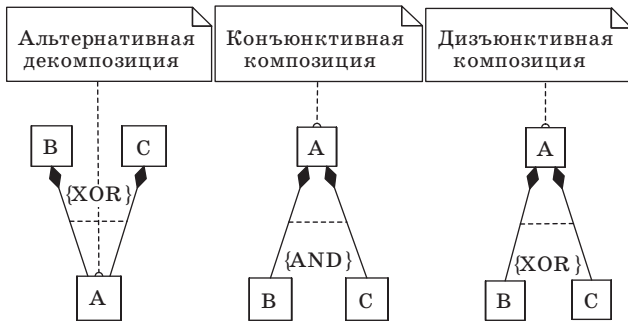
- Абстрактные знаки языка и их комбинации — конструкции языка — описываются в виде классов. При использовании порождающих формальных грамматик им соответствуют терминалы и нетерминалы.

- Определение конструкции языка через ее составляющие производится с помощью отношения композиции. При этом мы понимаем под композицией классов отношение типа «часть-целое» с наложенным на него ограничением *альтернативной декомпозиции*: в каждом экземпляре отношения композиции экземпляр конструкции А включается либо в экземпляр конструкции В, либо в экземпляр конструкции С, **но не в оба вместе** (см. рис. 1, слева). На языке порождающих формальных грамматик альтернативная декомпозиция соответствует паре правил $B ::= A$ и $C ::= A$, где в каждом конкретном случае порождение может пойти только по одному пути.

- Обязательные составляющие некоторой конструкции, включенные в нее по отношению композиции, при реализации в совокупности образуют одно целое. Такую композицию мы называем *конъюнктивной*: в конструкцию А включаются и конструкция В, и конструкция С (см. рис. 1, в центре). На языке порождающих формальных грамматик конъюнктивной композиции соответствует правило $A ::= BC$. **Заметим, что конъюнктивная композиция в нашем варианте задания абстрактного синтаксиса, в отличие от задания правилами грамматики, не предписывает упорядоченности составных частей.**

- Альтернативное определение конструкции языка может осуществляться с помощью *дизъюнктивной композиции*: в конструкцию А включается конструкция В или конструкция С, но не обе вместе (см. рис. 1, справа). На языке порождающих формальных грамматик это соответствует правилу $A ::= B | C$.

На применение введенных правил композиции накладываются следующие ограничения. Во-первых, абстрактные знаки являются атомарными, они не могут быть результатами композиции, только аргументами. Во-вторых, полученная структура не должна содержать бесконечной рекурсии по отношению композиции. То есть во всяком цикле по композиции должно присут-

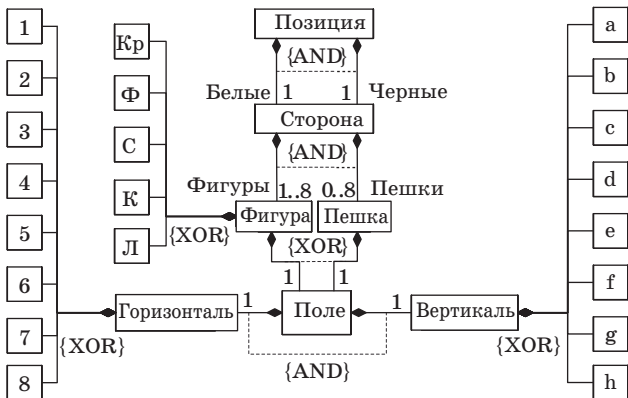


■ Рис. 1. Правила композиции

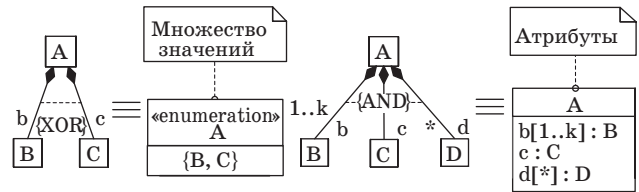
ствовать, по крайней мере, одно вхождение дизъюнктивной композиции, позволяющее завершить рекурсию [соответствующий пример см. ниже, (рис. 7)]. Нетрудно показать, что введенные правила позволяют описывать языки, реализациями (экземплярами) абстрактного синтаксиса которых являются корневые деревья.

Кроме перечисленных выше элементов диаграммы классов UML, мы используем свойства отношения композиции: кратность, роль и ограничения полюса [6]. Эти выразительные средства диаграммы классов имеют аналоги в известных методах определения абстрактного синтаксиса языка. Роль полюса отношения композиции соответствует селектору [3, 7]. С помощью кратности полюса можно определять необязательные элементы отношений (например, с помощью кратности вида 0..1) и так называемые серийные компоненты [7]. Ограничения позволяют наложить некоторые контекстные условия.

Таких сравнительно ограниченных средств оказывается достаточно для описания абстрактных синтаксисов самых разнообразных проблемно-ориентированных языков. Например, нелинейный язык описания шахматных позиций может быть описан структурой, представленной на рис. 2.



■ Рис. 2. Абстрактный синтаксис языка описания шахматных позиций



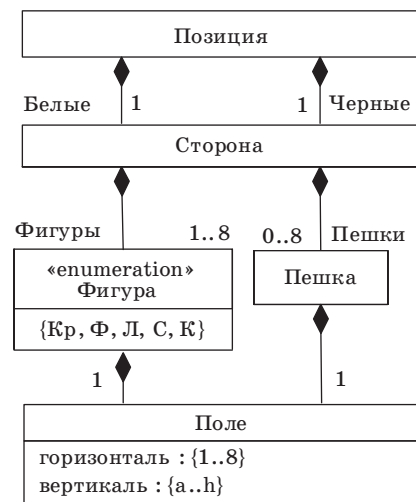
■ Рис. 3. Использование атрибутов и множеств значений

Чтобы сделать нотацию более лаконичной и выразительной, мы используем средства диаграмм классов, соответствующие атрибутам и множествам значений (перечислимым типам).

- **Множество значений** соответствует дизъюнктивной композиции (рис. 3, слева). Для описания множеств значений используем стандартный стереотип «enumeration» [6] и альтернативные текстовые обозначения перечислением {B, C} или указанием отрезка {B..C}, если имена знаков естественно упорядочены.

- **Атрибутом класса** является конструкция, включаемая в него по конъюнктивной композиции (см. рис. 3, справа). При этом если указано имя роли, то оно переходит в имя атрибута. А если указана кратность полюса, то атрибут является массивом. Важно подчеркнуть, что мы допускаем в качестве кратности неопределенное число, обозначаемое, по правилам UML, символом *, что позволяет описывать итеративные конструкции явно, не прибегая к рекурсии, как это приходится делать в порождающих грамматиках.

Применяя эти соглашения к некоторым композиционным отношениям абстрактного синтаксиса языка описания шахматных позиций (см. рис. 2), получим структуру, представленную на рис. 4. Заметим, что при этом уже нет нужды пи-



■ Рис. 4. Сокращенный абстрактный синтаксис языка описания шахматных позиций

Доска	«enumeration» Цвет
поля [1..64]: Поле	{Белый, Черный}
Поле	Фигура
горизонталь: {1..8} вертикаль: {a..h} цвет: Цвет статус: {Пусто, Фигура, Пешка}	цвет: Цвет вид: {Кр, Ф, Л, С, К}
	Пешка
	цвет: Цвет

■ Рис. 5. Альтернативный абстрактный синтаксис языка описания шахматных позиций

сать явно ограничения {XOR} и {AND}, поскольку они однозначно восстанавливаются из контекста.

Таким образом, в автоматном методе абстрактный синтаксис описывается в виде множества (композиционных) комбинаций абстрактных знаков языка, т. е. в виде множества понятий языка. При этом используются следующие конструкции диаграмм классов:

1) классы, возможно с атрибутами и стереотипами, для обозначения понятий языка;

2) отношение конъюнктивной композиции или атрибуты классов для определения понятий языка через свои составляющие;

3) отношение дизъюнктивной композиции или перечислимые типы для альтернативных определений понятий языка;

4) кратность полюса отношения композиции или массив, в том числе и с неопределенным количеством элементов, для повторяющихся конструкций языка.

Немаловажно то, что один язык можно описать многими разными способами. Например, абстрактный синтаксис на рис. 2 вдохновлен традиционной «человекочитаемой» шахматной нотацией. Для компьютерного использования, возможно, была бы удобнее структура, показанная на рис. 5.

Заметим, что хотя на рис. 5 передан абстрактный синтаксис, т. е. набор отношений композиции, обозначения композиций в виде стрелок с закрашенными ромбиками отсутствуют — вместо них применяются атрибуты и перечислимые типы.

Определение отношений метамодели языка

Абстрактный синтаксис языка определяет строго иерархическую композицию понятий языка. Поэтому абстрактная программа как единица языка, т. е. как экземпляр структуры, предписанной абстрактным синтаксисом, является ори-

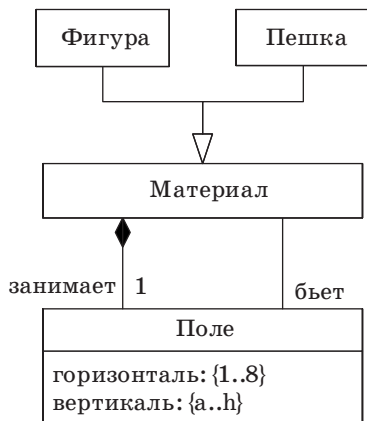
ентированным деревом. На практике же программа обычно является ориентированным графом: наряду с отношениями иерархической композиции используются и другие отношения. Например перекрестные ссылки от выражений, использующих идентификаторы, к определяющим входениям этих идентификаторов. Неиерархические, ссылочные отношения важны с семантической точки зрения и известны в литературе как статическая семантика, или семантика отношений [7]. В автоматном методе для их описания мы используем ассоциации на диаграмме классов [6].

Не менее важной, чем композиционная иерархия, является классификация понятий языка, т. е. определение отношений вида «А есть В». Для выражения отношения классификации понятий языка как нельзя лучше подходит отношение обобщения на диаграмме классов [6]. Так же, как дизъюнктивная композиция, обобщение может использоваться для описания альтернативного определения понятий языка (общее понятие определяется через свои частные случаи). Однако между этими двумя способами альтернативного определения есть два важных отличия. В случае использования обобщения подклассы наследуют все свойства суперкласса (в том числе участие в отношениях композиции и ассоциации). В случае использования дизъюнктивной композиции этого не происходит. С другой стороны, дизъюнктивный композит обеспечивает доступ ко всем своим непосредственным составляющим, а суперкласс не предоставляет информацию о своих подклассах.

Абстрактный синтаксис, дополненный отношениями ассоциации, обобщения и ограничениями, называется *метамоделью*. Таким образом, программа как частный случай применения абстрактного синтаксиса языка и указания отношений между используемыми понятиями, т. е. как экземпляр метамодели, является ориентированным графом с единственным источником — экземпляром аксиомы языка.

Например, в языке описания шахматных позиций можно определить отношения вида «фигура бьет поле» и «пешка бьет поле» вдобавок к уже определенному в абстрактном синтаксисе отношению «фигура или пешка занимает поле». Эти отношения являются общими для классов Фигура и Пешка, поэтому их можно обобщить с помощью класса Материал (рис. 6).

Выше мы упоминали, что абстрактный синтаксис языка может быть получен из правил вывода формальной грамматики. Определим более формально правила преобразования формальной грамматики языка в описание абстрактного синтаксиса языка с помощью автоматного метода.



■ Рис. 6. Отношения в метамодели языка описания шахматных позиций

- Множество нетерминалов заменяется множеством классов.
- Правила вывода заменяются конъюнктивной композицией классов.
- Альтернативные правила вывода заменяются дизъюнктивной композицией классов или обобщением.
- Альтернативные правила вывода вида $A ::= a_1 | a_2 \dots | a_n$, где a_1, a_2, \dots, a_n — терминалы, заменяются множествами значений вида $\{a_1, a_2, \dots, a_n\}$.
- Рекурсивные правила вывода заменяются композицией с неопределенной кратностью.

Рассмотрим в качестве еще одного примера мини-язык, предназначенный для выполнения теоретико-множественных операций с подмножествами некоторого множества элементов. Для простоты изложения элементы обозначим строчными латинскими буквами, а множества — прописными латинскими буквами. Программа в этом языке является последовательностью предложений, каждое из которых — это определение множества либо перечислением элементов, либо с помощью операций объединения и пересечения, примененных к ранее определенным множествам. Приведем формальную грамматику языка в традиционной нотации Бэкуса—Наура [8] с указанием как значимых, так и не значимых (с точки зрения абстрактного синтаксиса) терминальных символов. Для удобства дальнейших ссылок правила перенумерованы.

1. Программа ::= Предложение. | Предложение ; Программа
2. Предложение ::= Имя = Выражение
3. Выражение ::= Слагаемое | Слагаемое \cup Выражение
4. Слагаемое ::= Множитель | Множитель \cap Слагаемое
5. Множитель ::= (Выражение) | Имя | { Задание множества }

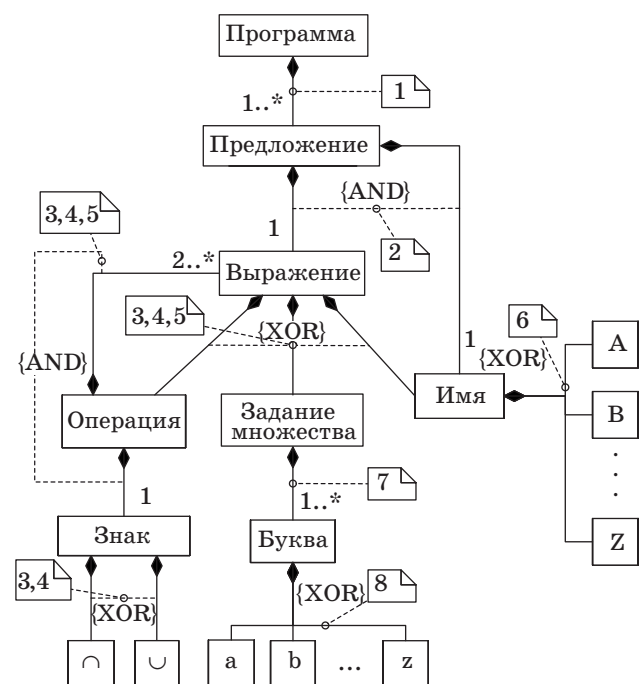
6. Имя ::= A | B | ... | X | Y | Z
7. Задание множества ::= Буква | Буква , Задание множества

8. Буква ::= a | b | ... | x | y | z

Здесь нетерминалы выделены полужирным шрифтом. Терминалами языка являются знаки $= \{ \} . , ; \cup \cap ()$ и латинские буквы a b ... x y z и A B ... X Y Z.

Определение соответствующего абстрактного синтаксиса мини-языка множеств с помощью автоматного метода представлено на рис. 7. В отличие от приведенной формальной грамматики, абстрактный синтаксис не описывает приоритет операций. Это обусловлено тем, что экземпляр абстрактного синтаксиса, дерево программы, строится уже с учетом приоритета операций. То есть соглашения о приоритете операций относятся к конкретному синтаксису языка. Поэтому мы вводим конструкцию Операция и определяем конструкцию Выражение как дизъюнктивную композицию конструкций Операция, Имя и Задание множества. Для наглядности указано с помощью примечаний, из какого правила грамматики получилось каждое отношение абстрактного синтаксиса.

Однако, как уже было сказано, правил абстрактного синтаксиса недостаточно для полного задания языка. Например, в мини-языке множеств подразумеваются два контекстных условия, которые невозможно описать средствами контекстно-свободной грамматики:



■ Рис. 7. Абстрактный синтаксис мини-языка множеств

1) все буквы в определении множества перечислением элементов должны быть различны;

2) всякому вхождению имени множества в правую часть равенства должно предшествовать вхождение этого имени в левую часть.

Покажем, как эти контекстные условия выражаются в метамодели средствами UML. Для этого в метамодель необходимо ввести дополнительные атрибуты, отношения и ограничения. Заметим, что преобразование формальной грамматики в абстрактный синтаксис, согласно указанным выше правилам, может быть произведено (почти) формально, автоматически и без участия человека. Но задание неформальных контекстных условий не может быть выполнено автоматически, это требует человеческой изобретательности. Первое контекстное условие можно задать очень просто: достаточно воспользоваться стандартным ограничением полюса ассоциации {set}, которое появилось в UML 2. Второе контекстное условие несколько сложнее, и возможны различные варианты его задания. Мы использовали нумерацию предложений программы с помощью дополнительного атрибута номер (рис. 8) и наложения ограничения на значения этого атрибута в ассоциации, связывающей использующие и определяющие вхождения имени. Также для наглядности введены дополнительные классы Элемент и Множество.



■ Рис. 8. Метамодель мини-языка множеств

Таким образом, автоматный метод позволяет полностью и формально задать определяемый язык. Общая структура языка задается абстрактным синтаксисом, причем, при наличии порождающей грамматики это может быть сделано автоматически. Контекстные условия и перекрестные ссылки задаются вручную с помощью развитых средств диаграмм классов UML.

Окончание следует.

Литература

1. **Fowler M.** Language Workbenches: The Killer-App for Domain Specific Languages? // Martin Fowler's Personal Page, 2005. <http://www.martinfowler.com/articles/languageWorkbench.html> (дата обращения: 13.07.2009).
2. **Dmitriev S.** Language Oriented Programming: The Next Programming Paradigm // Electronic magazine onBoard. 2005. <http://www.onboard.jetbrains.com/is1/articles/04/10/lop/index.html> (дата обращения: 13.07.2009).
3. **Оллонгерен А.** Определение языков программирования интерпретирующими автоматами. — М.: Мир, 1977. — 288 с.
4. **Гуров В. С., Мазин М. А., Шалыто А. А.** Автоматическое завершение ввода условий в диаграммах состояний // Информационно-управляющие системы 2008. № 1. С. 24–33.
5. **Поликарпова Н. И., Шалыто А. А.** Автоматное программирование. — СПб.: Питер, 2008. — 176 с.
6. **Буч Г., Рамбо Д., Джекобсон А.** Язык UML. Руководство пользователя. — М.: ДМК пресс, 2007. — 496 с.
7. **Ершов А. П., Грушецкий В. В.** Метод описания алгоритмических языков, ориентированный на реализацию / ВЦ Сибирского отделения АН СССР. — Новосибирск, 1977. № 74. — 40 с.
8. **Братчиков И. Л.** Синтаксис языков программирования. — М.: Наука, 1975. — 232 с.

УДК 004.7

РАСЧЕТ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОТОКОЛА ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПЕРЕДАЧ В АВТОМОБИЛЬНЫХ СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

А. В. Винель,

канд. техн. наук, старший научный сотрудник

Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН

Обосновывается важность режима широковещательной рассылки периодических сообщений-маячков в автомобильных сетях передачи данных для обеспечения безопасности дорожного движения. Предлагается метод расчета вероятности успешного приема маячков в сети стандарта IEEE 802.11p. Расчет проводится в рамках допущений о произвольной интенсивности поступления маячков, а также отсутствия «скрытых» терминалов.

Ключевые слова — самоорганизующиеся автомобильные сети, активная дорожная безопасность, широко-вещательные передачи, сообщения-маячки, IEEE 802.11p.

Введение

В настоящее время в Европейском Союзе, США и Японии активно ведутся научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы, направленные на разработку и внедрение так называемых *интеллектуальных транспортных систем*, предназначенных для повышения безопасности и эффективности дорожного движения. Базовой технологией для передачи информации между автомобилями, устройствами дорожной инфраструктуры, центрами управления, пешеходами и т. д. является находящийся в разработке международный стандарт беспроводной связи IEEE 802.11p, который представляет собой версию стандарта IEEE 802.11, **специальным образом** адаптированную к работе в условиях самоорганизующихся автомобильных сетей [1–4].

Для эффективного функционирования приложений активной дорожной безопасности протокол беспроводной связи между автомобилями IEEE 802.11p должен поддерживать два основных режима работы. Первый режим состоит в периодической *широкowещательной одношаговой рассылке* каждым транспортным средством (ТС) сообщений-маячков (далее просто маячков), содержащих информацию, в частности, о его координатах и скорости. Это необходимо для того, чтобы все участники движения постоянно имели актуальную информацию о происходящем в непосредственной близости с ними. Второй режим

состоит в *экстренной многошаговой рассылке* информации о критичном событии (например, срабатывании подушек безопасности при столкновении) тем ТС, которые находятся в опасной зоне (например, приближаются к месту аварии). При реализации второго режима первый используется как его составная часть, т. е. экстренная рассылка осуществляется серией *специальным образом организованных широковещательных передач*. Согласно требованиям приложений безопасности, маячки и экстренные сообщения должны быть доставлены автомобилям, находящимся на некотором расстоянии от передатчика, с вероятностями не ниже заданных и со средними задержками не выше заданных.

Таким образом, при разработке интеллектуальных транспортных систем крайне важно гарантировать требуемые вероятностно-временные характеристики при широковещательной одношаговой передаче [5]. Задача оценки этих характеристик для автомобильных сетей решалась, в основном, посредством имитационного моделирования [6], которое требует значительных вычислительных и временных ресурсов.

Аналитический метод для исследования широковещательных передач в IEEE 802.11 был предложен Ляховым и Пупыревым [7]. Исходя из допущения о пуассоновском входном потоке и используя аппарат цепей Маркова, они разработали метод для оценки среднего времени оповещения в широковещательном режиме IEEE 802.11. Од-

нако применительно к самоорганизующимся автомобильным сетям интерес представляют следующие показатели производительности: средняя задержка передачи маячка D и вероятность успешного приема маячка P . Для приложений безопасности используемый телекоммуникационный протокол должен обеспечивать соблюдение следующих условий: $P > 0,99$ и $D < 500$ мс [6].

Широковещание на базе IEEE 802.11 применительно к автомобильным сетям исследовалось Ма, Чен и Рефай сначала для условий насыщения [8, 9], а затем для произвольной интенсивности поступления маячков [10, 11]. В последнем случае абонент сети описывался ими в виде системы массового обслуживания M/G/1, а первый и второй моменты времени обслуживания маячка рассчитывались с помощью аппарата производящих функций. Модели для исследования широковещания в IEEE 802.11p, базирующиеся на цепях Маркова, были разработаны нами [12, 13]. Общий вывод, который можно сделать из работ [8–13], состоит в том, что для типовых конфигураций сетей 802.11p требования по средней задержке передачи маячка D удовлетворяются, а вероятность успешного приема P значительно ниже требуемого порога. Таким образом, анализ эффективности рассылки маячков в 802.11p до сих пор остается важным направлением исследований в области интеллектуальных транспортных систем. В данной работе приводится простой метод расчета вероятности успешного приема маячка в IEEE 802.11p при условии отсутствия «скрытых» терминалов и заданной интенсивности входного потока.

Широковещание в IEEE 802.11p

IEEE 802.11p работает в частотном диапазоне 5,85 – 5,925 ГГц и, согласно решению Федеральной комиссии связи США, определяет наличие одного канала 10 МГц, который используется только для приложений безопасности. Правила доступа к этому каналу определяются протоколом управления доступом к среде стандарта IEEE 802.11p.

Расширенная распределенная функция координации (Enhanced Distributed Coordination Function – EDCF) IEEE 802.11 (ранее IEEE 802.11e) представляет собой протокол случайного множественного доступа с прослушиванием канала (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance — CSMA/CA), который использует вариант алгоритма двоичной экспоненциальной отсрочки (Binary Exponential Backoff — BEB) для разрешения конфликтов. В стандарте не предусмотрено никаких подтверждающих механизмов для широковещательных передач. Повторные передачи сообщений маячков не производятся.

Абонент начинает передачу маячка только при выполнении следующих условий:

1) канал определяется как свободный в течение временного интервала AIFS (Arbitrary Inter-Frame Space) с момента последней передачи, «видимой» абонентом. EIFS (Extended InterFrame Space) используется вместо AIFS в том случае, если произошла ошибка при попытке декодировать передаваемое сообщение;

2) истекло время отсрочки (BackoffTime).

Таким образом, в случае поступления маячка абонент либо немедленно передает его в канал, если он свободен, либо переходит в состояние отсрочки. Следуя терминологии из работы [7], будем называть немедленную передачу *асинхронной*, а передачу, выполняемую после алгоритма отсрочки, *синхронной*. При переходе в состояние отсрочки счетчик отсрочки устанавливается в начальное значение (время отсрочки), которое измеряется в слотах длительности σ (SlotTime), а число этих слотов случайным образом равномерно выбирается из интервала $[0; W - 1]$. Увеличение значения W , которое называется конкурентным окном, не производится (в отличие от случая одноадресной передачи). Могут устанавливаться различные значения параметров протокола AIFS и W для разного типа трафика в целях обеспечения дифференциации качества обслуживания согласно приоритетам.

Модель системы

Пусть имеется n абонентов в сети, каждый из которых «слышит» передачи всех остальных. Маячки поступают в буферы канального уровня абонентов с одинаковым периодом. Потоки маячков в различные буферы считаются статистически независимыми. Каждый буфер абонента может содержать не более одного маячка. Будем называть абонента, у которого есть маячок для передачи, *активным* в некоторый момент времени, в противном случае будем называть его *неактивным*. Обозначим p вероятность генерации маячка абонентом за время σ .

Допущение о том, что буфер подуровня управления доступом к среде вмещает не более одного маячка, вводится в силу самой природы маячков, которые включают в себя информацию о местоположении ТС (полученную, например, с бортовой системы глобального позиционирования), его скорости и т. д. Логично предполагать, что в том случае, если новый маячок поступает в буфер, а старый еще не был передан, то новый заменяет старый для обновления информации. Исходя из скоростей движения и времени реакции водителей целесообразно рассматривать интенсивность поступления маячков в диапазоне от 2 до

20 маячков с [6]. Таким образом, для $\sigma = 16$ мкс интерес представляет интервал $3,2 \times 10^{-5} < p < 3,2 \times 10^{-4}$.

Будем считать, что маячки, передаваемые по каналу связи между абонентами, могут подвергаться ошибкам. Вероятность искажения маячка обозначим $e = 1 - (1 - \text{BER})^L$, где L — длина маячка в битах (исключая заголовок), а BER (Bit Error Rate) — обеспечиваемый при передаче коэффициент ошибок на бит. Заголовок всегда успешно принимается, а ошибки в битах независимы.

Рассмотрим временную ось, разбитую на слоты различной длительности в зависимости от ситуации в канале: 0 — пустой канал, 1 — успешная передача маячка и c — конфликт (либо искажение шумом). Введем следующую двумерную цепь Маркова для моделирования поведения системы:

$$\{i(t), j(t)\}, \quad (1)$$

где $i(t)$ — число активных абонентов в сети в слоте t , а $j(t)$ — ситуация в слоте t : 0, 1, $c > 0$, где c — кратность конфликта, -1 — искажение маячка шумом.

Цепь Маркова (1) имеет $1 + \sum_{k=1}^n (k+2)$ состоя-

ний. Можно рассчитать следующие длительности временных интервалов между моментами перехода из состояния в состояние:

$T_s = T_h + L / R + \text{AIFS} + \delta$ — длительность успешной передачи, где T_h — длительность передачи заголовка физического уровня и преамбулы; R — скорость передачи; δ — задержка распространения сигнала;

$T_c = T_h + L / R + \text{EIFS} + \delta$ — длительность конфликтного слота;

σ — длительность пустого слота.

Выпишем переходные вероятности цепи Маркова (1). Для этого введем несколько обозначений. Вероятность того, что k новых маячков поступают в систему за m слотов длительности σ , при условии наличия l активных абонентов, определяется следующим образом:

$$\Psi_m(k, l) = \binom{n-l}{k} z_m^k (1-z_m)^{n-l-k},$$

где z_m — вероятность того, что по крайней мере один маячок генерируется абонентом за m σ -слотов: $z_m = 1 - (1-p)^m$.

В рамках нашей модели m может принимать три различных значения: 1 (SlotTime); $S = T_s / \sigma$ (число σ -слотов, уходящих на успешную передачу); $C = T_c / \sigma$ (число σ -слотов, затрачиваемых на конфликт).

Дополнительно введем следующее допущение [14]: вероятность передачи активным абонентом в случайно выбранном слоте (π) одинакова для всех абонентов и не изменяется с течением време-

ни. Несложно показать [7, 15], что для широкополосного режима

$$\pi = \frac{2}{W+1},$$

поэтому вероятность того, что k из l активных абонентов передают в слоте синхронно, определяется следующим образом:

$$\xi(k, l) = \binom{l}{k} \pi^k (1-\pi)^{l-k} = \binom{l}{k} \left(\frac{2}{W+1} \right)^k \left(\frac{W-1}{W+1} \right)^{l-k}.$$

Теперь можно выписать ненулевые вероятности $x\{i_2, j_2 | i_1, j_1\}$ перехода из состояния (i_1, j_1) в состояние (i_2, j_2) цепи (1).

В «пустом состоянии» (когда нет активных абонентов в сети) возможны следующие события и их вероятности:

а) за время пустого слота не поступает новых маячков: $x\{0, 0 | 0, 0\} = \psi_1(0, 0)$;

б) маячок поступает за время пустого слота и немедленно (асинхронно) успешно передается в следующем слоте: $x\{1, 1 | 0, 0\} = \psi_1(0, 0)(1-e)$;

в) маячок поступает за время пустого слота и искажается шумом в ходе асинхронной передачи: $x\{1, -1 | 0, 0\} = \psi_1(0, 0)e$;

г) происходит конфликт кратности k в результате асинхронных передач: $x\{k, k | 0, 0\} = \psi_1(k, 0)$.

Из состояний с k активными абонентами и пустым каналом возможны следующие переходы:

а) конфликт в результате одновременных синхронных или асинхронных передач (либо и тех и тех): $x\{k+l_1, l_1+l_2 | k, 0\} = \psi_1(l_1, k)\xi(l_2, k)$;

б) успешная асинхронная передача: $x\{k+1, 1 | k, 0\} = \psi_1(1, k)\xi(0, k)(1-e)$;

в) неуспешная асинхронная передача из-за шума в канале: $x\{k+1, -1 | k, 0\} = \psi_1(1, k)\xi(0, k)e$;

г) успешная синхронная передача: $x\{k, 1 | k, 0\} = \psi_1(0, k)\xi(1, k)(1-e)$;

д) неуспешная синхронная передача: $x\{k, -1 | k, 0\} = \psi_1(0, k)\xi(1, k)e$;

е) пустой слот (нет передачи): $x\{k, 0 | k, 0\} = \psi_1(0, k)\xi(0, k)$.

Из состояний с k активными абонентами и занятым успешной передачей каналом возможны следующие переходы:

а) оканчивается успешная передача, l новых маячков поступают за время успешной передачи, ни один из $l+k-1$ маячков не передается сразу после успешной передачи: $x\{l+k-1, 0 | k, 1\} = \psi_S(l, k)\xi(0, l+k-1)$;

б) оканчивается успешная передача, l новых маячков поступают за время успешной передачи, только один маячок сразу успешно передается: $x\{l+k-1, 1 | k, 1\} = \psi_S(l, k)\xi(1, l+k-1)(1-e)$;

в) аналогичен предыдущему переходу, но маячок искажается шумом: $x\{l+k-1, -1 | k, 1\} = \psi_S(l, k)\xi(1, l+k-1)e$;

г) аналогичен предыдущему переходу, но происходит конфликт кратности l_0 : $x\{l+k-1, l_0 | k, 1\} = \psi_S(l, k)\xi(l_0, l+k-1)$.

Аналогичные переходы возможны в том случае, если передаваемый по каналу маячок искажается шумом:

- а) $x\{l+k-1, 0 | k, -1\} = \psi_C(l, k)\xi(0, l+k-1)$;
- б) $x\{l+k-1, 1 | k, -1\} = \psi_C(l, k)\xi(1, l+k-1)(1-e)$;
- в) $x\{l+k-1, -1 | k, -1\} = \psi_C(l, k)\xi(1, l+k-1)e$;
- г) $x\{l+k-1, l_0 | k, -1\} = \psi_C(l, k)\xi(l_0, l+k-1)$.

Наконец, из состояний с k активными станциями и занятым конфликтом кратности k_0 каналом возможны следующие переходы:

а) оканчивается конфликт, l новых маячков поступают за время конфликта, ни один из $k+l-k_0$ маячков не передается сразу после конфликтной передачи: $x\{l+k-k_0, 0 | k, k_0\} = \psi_C(l, k)\xi(0, l+k-k_0)$;

б) аналогичен предыдущему, но сразу после конфликта успешно передается один маячок: $x\{l+k-k_0, 1 | k, k_0\} = \psi_C(l, k)\xi(1, l+k-k_0)(1-e)$;

в) аналогичен предыдущему, но сразу после конфликта неуспешно передается один маячок: $x\{l+k-k_0, -1 | k, k_0\} = \psi_C(l, k)\xi(1, l+k-k_0)e$;

г) аналогичен предыдущему, но сразу после конфликта происходит конфликт кратности l_0 : $x\{l+k-k_0, l_0 | k, k_0\} = \psi_C(l, k)\xi(l_0, l+k-k_0)$.

Обратим внимание на то, что асинхронные передачи учитываются в данных переходах не как немедленные, а как передачи в следующем σ -слоте после поступления маячка. Это практически не оказывает влияния на точность результата в силу того, что σ — небольшая величина и временем ожидания до начала следующего слота можно пренебречь.

Если численно рассчитать стационарное распределение $\Omega(i, j)$ рассмотренной цепи Маркова (1), то вероятность успешного приема маячка в сети может быть рассчитана следующим образом:

$$P = \frac{\sum_{k=1}^n \Omega(k, 1)}{1 - \sum_{k=0}^n \Omega(k, 0)} \quad (2)$$

Численные результаты

Рассмотрим автомобильную сеть на базе IEEE 802.11p со следующими параметрами: $\sigma = 16$ мкс, AIFS = 64 мкс, $W = 15$, EIFS = 248 мкс, $L = 4000$ бит, $T_h = 40$ мкс, $BER = 10^{-6}$, скорость передачи $R = 3$ Мбит/с, $\delta = 4$ мкс. Обозначим радиус передачи абонента r , а плотность абонентов на дороге ρ , тогда число абонентов в рассматриваемой полносвязной сети $n = 2\rho r$.

Численные результаты, полученные с помощью разработанной модели для вероятности успешного приема (2), представлены на рис. 1 и 2.

Заметим, что для интенсивности входного потока абонента 20 маячков/с, что является типичным значением для приложений дорожной безопасности, в тех случаях, когда плотность движения высока (например, $\rho = 55$ ТС/км), P достаточно мало. Однако можно ожидать, что высокая плотность движения приводит к уменьшению его скорости, а значит целесообразно уменьшать величину входного потока маячков, так как обновление информации не будет требоваться так часто. Таким образом, адаптивное изменение интенсивности генерации маячков является важным направлением дальнейших исследований.

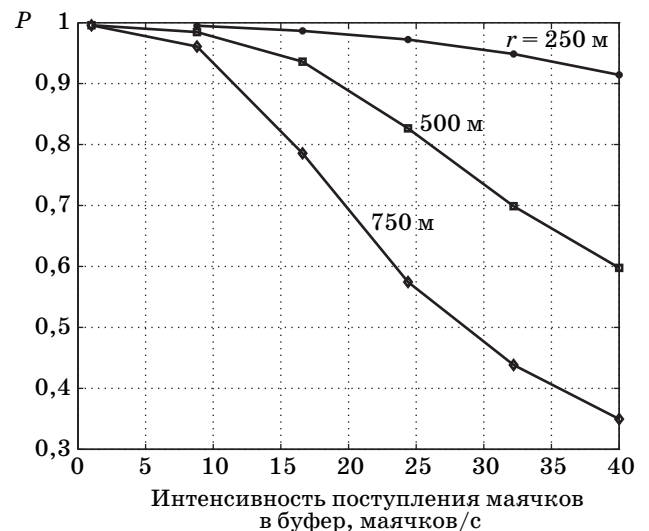


Рис. 1. Влияние радиуса передачи на вероятность успешного приема маячка при плотности движения $\rho = 33$ ТС/км

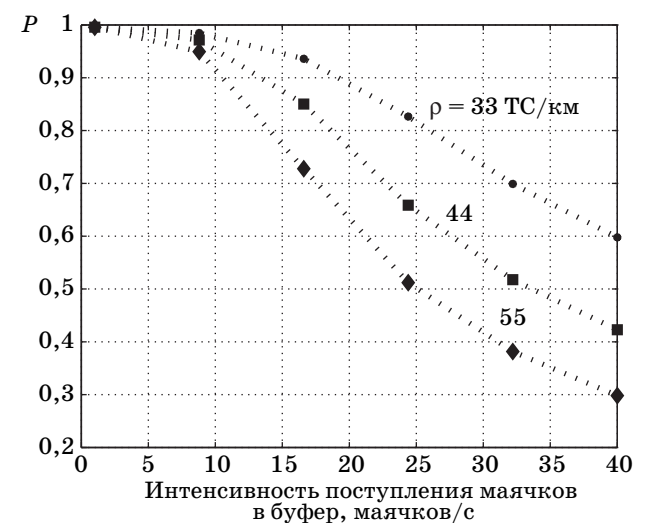


Рис. 2. Влияние плотности ТС на вероятность успешного приема маячка при радиусе передачи $r = 500$ м

Заключение

В работе предложен метод оценки вероятности успешного приема маячка в автомобильных сетях стандарта IEEE 802.11p для произвольной интенсивности входного потока. Направлением дальнейших исследований является учет в разработанной аналитической модели наличия скрытых терми-

налов, что является характерной особенностью самоорганизующихся автомобильных сетей. Кроме того, интерес представляет алгоритм адаптивного управления скоростью генерации маячков в зависимости от плотности дорожного движения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Комитета по науке и высшей школе Правительства Санкт-Петербурга.

Литература

1. IEEE 802.11, 2007 IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems-Local and metropolitan area networks-Specific requirements. Part 11: Wireless LAN MAC and PHY Specifications. <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.11-2007.pdf> (дата обращения: 20.08.2009).
2. Festag A., Hess S. ETSI technical committee ITS: news from European standardization for intelligent transport systems (ITS) // IEEE Communications Magazine: Global communications newsletter. June 2009. Vol. 47. N 6. P. 1-4.
3. Kosch T. et al. Communication architecture for cooperative systems in Europe // IEEE Communications Magazine. May 2009. Vol. 47. N 5. P. 116-125.
4. Uzcategui R., Acosta-Marum G. Wave: a tutorial // IEEE Communications Magazine. May 2009. Vol. 47. N 5. P. 126-133.
5. Schoch E., Kargl F., Weber M., Leinmuller T. Communication patterns in VANETs // IEEE Communications Magazine. Nov. 2008. Vol. 46. N 11. P. 119-125.
6. Torrent-Moreno M., Mittag J., Santi P., Hartenstein H. Vehicle-to-Vehicle Communication: Fair Transmit Power Control for Safety-Critical Information // IEEE Transactions on Vehicular Technology. Sept. 2009. Vol. 58. N 7. P. 3684-3703.
7. Ляхов А. И., Пупырев А. И. Оценка производительности широкополосных технологий в сетях с протоколом IEEE 802.11 // Distributed Computer and Communication Networks (DCCN-2005): Proc. of Int. Workshop. Sofia, Bulgaria, April 23-29, 2005. P. 84-94.
8. Ma X., Chen X. Saturation Performance of IEEE 802.11 Broadcast Networks // IEEE Communication Letters. Aug. 2007. Vol. 11. N 8. P. 686-688.
9. Chen X., Refai H. H., Ma X. Saturation Performance of IEEE 802.11 Broadcast Scheme in Ad Hoc Wireless LANs // Proc. of the 66th IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC). Baltimore, MD, USA, Oct. 2007.
10. Ma X., Chen X., Refai H. H. Unsaturated Performance of IEEE 802.11 Broadcast Service in Vehicle-to-Vehicle Networks // Proc. of the 66th IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC). Baltimore, MD, USA, Oct. 2007.
11. Ma X., Chen X., Refai H. H. Delay and Broadcast Reception Rates of Highway Safety Applications in Vehicular Ad Hoc Networks // Proc. of 26th Annual IEEE Conf. on Computer Communications (IEEE INFOCOM): Mobile Networks for Vehicular Environments Workshop. Anchorage, Alaska, USA, May 2007.
12. Vinel A., Staehle D., Turlikov A. Study of beaconing for car-to-car communication in vehicular ad-hoc networks // Proc. of the IEEE International Conf. on Communications (IEEE ICC-2009): Vehicular Networks and Applications Workshop. Dresden, Germany, June 2009.
13. Vinel A., Koucheryavy Y., Andreev S., Staehle D. Estimation of a successful beacon reception probability in vehicular ad-hoc networks // Proc. of the 5th International Wireless Communications and Mobile Computing Conf. Vehicular Communication Technology (IWCMC-2009): Vehicular Communication Technology Workshop. Leipzig, Germany, June 2009.
14. Bianchi G. Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. Mar. 2000. Vol. 18. N 3. P. 535-547.
15. Баранов А. В., Ляхов А. И. Оценка производительности беспроводных локальных сетей с протоколом IEEE 802.11 при произвольной нагрузке // Автоматика и телемеханика. 2005. № 7. С. 87-101.

УДК 681.142.2+519.2

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ n FIFO-ОЧЕРЕДЯМИ НА БЕСКОНЕЧНОМ ВРЕМЕНИ

Е. А. Аксенова,

канд. физ.-мат. наук, научный сотрудник

А. В. Соколов,

доктор физ.-мат. наук, ведущий научный сотрудник

Институт прикладных математических исследований Карельского научного центра РАН

А. В. Драц,

студент

Петрозаводский государственный университет

Исследуются методы представления n FIFO-очереди в памяти размером m единиц. Решаются задача оптимального разбиения памяти между очередями в случае последовательного циклического представления очередей и задача анализа связанного представления очередей. В качестве математических моделей предложены случайные блуждания по целочисленной решетке в различных областях n -мерного пространства. Задачи решаются с помощью аппарата регулярных цепей Маркова.

Ключевые слова — FIFO-очередь, связанный список, случайное блуждание, регулярные цепи Маркова.

Введение

Во многих приложениях требуется работа с несколькими FIFO-очередями, расположенными в общем пространстве памяти. Для этого применяют различные программные или аппаратные решения [1–3]. В данной статье предлагаются математические модели для последовательного циклического и связанного способов представления очередей [1]. В обоих способах представления для каждой очереди нужны два указателя на начало и конец. В первом способе элементы равных длин располагаются циклически в последовательных адресах участка памяти, выделенного очереди. Во втором каждая очередь представлена в виде односвязанного списка элементов, и переполнение памяти наступает тогда, когда список свободных элементов пуст и требуется включить элемент в какую-либо очередь. В обоих способах операции включения и исключения выполняются за время $O(1)$. В качестве критерия оптимальности рассмотрена минимальная доля потерянных элементов при бесконечном времени работы очередей. Эту величину разумно минимизировать, когда переполнение очереди является не аварийной, а стандартной ситуацией (здесь мы подчеркиваем, что в некоторых приложениях при переполнении очереди работа программы заканчивается, и тогда в качестве критерия оптимальности надо рассматривать максимальное среднее время до переполнения памяти). То есть если очередь занимает всю предоставленную ей память, то все последующие элементы, поступающие в нее, отбрасываются до тех пор, пока не появится свободная память (т. е. до тех пор, пока не произойдет исключение элемента из очереди). Такая схема применяется, например, в работе сетевых маршрутизаторов [3] в том случае, когда по мере увеличения трафика очередь на исходящем интерфейсе маршрутизатора заполняется пакетами. Такое поведение маршрутизатора называется

«сбросом хвоста». Потери пакетов приводят к нежелательному результату, поэтому число таких ситуаций необходимо свести к минимуму. Мы в этой работе строим математические модели в виде случайных блужданий по целочисленной решетке. Первоначально такие модели в виде случайного блуждания в треугольнике [4–7] были построены для решения задачи анализа процесса работы с двумя стеками, растущими навстречу друг другу [1]. В этих моделях предполагается, что на каждом шаге дискретного времени с заданными вероятностями происходят некоторые операции со стеками. Время выполнения операций — это не случайная величина, а константа, поэтому фиксированным является и шаг времени. Рассмотрены случаи последовательного представления очередей для $n = 2$ [8] и $n = 3$ [9]. В данной статье рассмотрены последовательный и связанный способы представления FIFO-очереди для случая произвольного n . Необходимо определить, как распределить память между очередями в последовательном способе организации и какой из способов организации очередей является оптимальным.

В работе будем придерживаться следующих обозначений:

- m — размер памяти;
- n — количество стеков и/или очередей в быстрой памяти;
- p_i — вероятность включения элемента в i -ю очередь;
- q_i — вероятность извлечения элемента из i -й структуры данных;
- r — вероятность того, что не произойдет операции включения или извлечения;
- k_i — размер памяти, выделенной для очереди с номером i при последовательном представлении;
- x_i — текущая длина структуры данных с номером i ;
- l — отношение размера узла к размеру указателя (для связанного представления);
- P^* — доля времени, которую проводит очередь в состоянии «сброса хвоста».

Одна очередь на бесконечном времени

Рассмотрим одну FIFO-очередь, расположенную в быстрой памяти размером m . В каждый момент дискретного времени может произойти одна из следующих операций: включение элемента с вероятностью p , исключение элемента с вероятностью q , очередь не изменяет своей длины с вероятностью r , где $p + q + r = 1$. Если происходит включение элемента при полностью заполненной памяти, то он считается потерянным. Требуется определить долю времени, в течение которого происходят потери элементов, при бесконечном времени работы.

Для описания процесса работы построим однородную регулярную цепь Маркова [10] с $m + 2$ состояниями, где состояния с номерами $0, \dots, m$ соответствуют количеству элементов, находящихся в очереди. Состояние $m + 1$ соответствует «сбросу хвоста», т. е. пока процесс находится в этом состоянии, происходит потеря поступающих в очередь элементов.

Пусть процесс находится в состоянии $m + 1$, т. е. очередь заполнила всю выделенную память и произошла попытка включения еще одного элемента. Тогда с вероятностью p процесс остается на месте, так как при попытке включения элемента

в переполненную очередь он будет потерян и для процесса блуждания ничего не изменится, с вероятностью q процесс перейдет в состояние $m - 1$, т. е. исключается элемент из переполненной очереди и появляется одна свободная позиция в памяти, с вероятностью r процесс перейдет в состояние m . Переход процесса из состояния x в состояние x' определяется следующими правилами:

$$x \xrightarrow{p} x' \begin{cases} x+1, & 0 \leq x \leq m; \\ x, & x = m+1; \end{cases} \quad x \xrightarrow{q} x' \begin{cases} x, & x = 0; \\ x-1, & 1 \leq x \leq m; \\ x-2, & x = m+1; \end{cases}$$

$$x \xrightarrow{r} x' \begin{cases} x, & 0 \leq x \leq m; \\ x-1, & x = m+1. \end{cases}$$

Построим матрицу переходных состояний P . Для данной цепи она имеет вид

$$P = \begin{pmatrix} q+r & p & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ q & r & p & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q & r & p & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & q & r & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & q & r & p \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & q & r & p \end{pmatrix}$$

У построенной цепи Маркова существует предельный вектор $\alpha = (\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_m, \alpha_{m+1})$, который удовлетворяет уравнению $\alpha P = \alpha$. По закону больших чисел, значение α_i является долей времени, которое процесс проводит в состоянии i . Тогда α_{m+1} является долей времени, которое процесс проводит в состоянии «сброса хвоста» при бесконечном времени работы.

Построим систему уравнений для определения предельных вероятностей:

$$\begin{pmatrix} 1-(q+r) & -q & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -p & 1-r & -q & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p & 1-r & -q & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -p & 1-r & -q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -p & 1-r & -q & -q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -p & 1-r & -r \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -p & 1-p \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \dots \\ \alpha_{m-2} \\ \alpha_{m-1} \\ \alpha_m \\ \alpha_{m+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Вычеркнем первую строчку и добавим условие нормировки $\alpha_0 + \alpha_1 + \dots + \alpha_m + \alpha_{m+1} = 1$:

$$\begin{pmatrix} -p & 1-r & -q & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p & 1-r & -q & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -p & 1-r & -q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -p & 1-r & -q & -q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -p & 1-r & -r \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -p & 1-p \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \dots \\ \alpha_{m-2} \\ \alpha_{m-1} \\ \alpha_m \\ \alpha_{m+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}.$$

Найдем α_{m+1} по формуле Крамера: $\alpha_{m+1} = \Delta_{m+1} / \Delta$. Разложим определитель Δ_{m+1} по последнему столбцу:

$$\Delta_{m+1} = \begin{vmatrix} -p & 1-r & -q & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p & 1-r & -q & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -p & 1-r & -q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -p & 1-r & -q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -p & 1-r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -p & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -p & 1-r & -q & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p & 1-r & -q & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -p & 1-r & -q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -p & 1-r & -q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -p & 1-r \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -p \end{vmatrix} = (-p)^{m+1}.$$

Для вычисления Δ прибавим к первой строке строки с номерами 2, ..., m, ко второй — с номерами 3, ..., m и т. д. Учитывая равенство $p + q + r = 1$, получаем

$$\Delta = \begin{vmatrix} -p & 1-r & -q & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p & 1-r & -q & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -p & 1-r & -q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -p & 1-r & -q & -q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -p & 1-r & -r \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -p & 1-p \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -p & q & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p & q & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -p & q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -p & q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -p & q & q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -p & 1-p \\ 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}.$$

Рассмотрим случай $p \neq q$. Умножим первый столбец на q/p и прибавим ко второму столбцу, затем умножим второй столбец на q/p и прибавим к третьему. Продолжим эту операцию до столбцов с номерами m и $m + 1$. Потом столбец с номером m умножим на q/p и прибавим к столбцу с номером $m + 2$. Тогда

$$\Delta = \begin{vmatrix} -p & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -p & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -p & 1-p \\ 1 & s_2 & s_3 & s_4 & \dots & s_{m-2} & s_{m-1} & s_m & s_{m+1} & s_{m+1} \end{vmatrix},$$

где s_i — сумма геометрической прогрессии:

$$s_i = 1 + \frac{q}{p} + \left(\frac{q}{p}\right)^2 + \dots + \left(\frac{q}{p}\right)^{i-1} = \frac{\left(\frac{q}{p}\right)^i - 1}{\frac{q}{p} - 1}.$$

Умножим столбец с номером $m + 1$ на $(1 - p)/p$ и прибавим к столбцу с номером $m + 2$, после чего получим диагональную матрицу, поэтому окончательно определитель

$$\begin{aligned} \Delta &= s_{m+1} \left(1 + \frac{1-p}{p}\right) (-p)^{m+1} = \\ &= \frac{\left(\frac{q}{p}\right)^{m+1} - 1}{\left(\frac{q}{p} - 1\right) p} (-p)^{m+1} = \frac{\left(\frac{q}{p}\right)^{m+1} - 1}{q - p} (-p)^{m+1}. \end{aligned}$$

Тогда

$$\alpha_{m+1} = \frac{\Delta_{m+1}}{\Delta} = \frac{q - p}{\left(\frac{q}{p}\right)^{m+1} - 1}.$$

Если $q = p$, то s_i будет суммой арифметической прогрессии и $s_i = i$. Тогда

$$\alpha_{m+1} = \frac{p}{m + 1}.$$

Окончательно получаем

$$\alpha_{m+1} = \begin{cases} \frac{q - p}{\left(\frac{q}{p}\right)^{m+1} - 1}, & q \neq p; \\ \frac{p}{m + 1}, & q = p. \end{cases} \quad (*)$$

Последовательное представление очередей

Постановка задачи.

Рассмотрим n FIFO-очередей, расположенных в быстрой памяти размером m . Для последовательного представления каждой очереди необходимо выделить k_i единиц памяти, где $k_1 + \dots + k_n = m$. Если очередь занимает всю предоставленную ей память, то все последующие элементы, поступившие в нее, отбрасываются до тех пор, пока не появится свободная память.

Рассмотрим очередь с номером i . Вероятность того, что ее длина останется прежней, будет

$$r_i = r + \sum_{j=1, j \neq i}^n (p_j + q_j) = 1 - p_i - q_i.$$

В этом случае долю времени p_i^* , которое процесс проводит в состоянии «сброса хвоста», для i -й очереди можно вычислить по формуле (*). Тогда

общая доля времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста»:

$$P^* = \sum_{i=1}^n p_i^*.$$

Задача заключается в том, чтобы минимизировать долю потерянных элементов при переполнении какой-либо из очередей. Другими словами, необходимо определить такие значения k_i , $i = 1, 2, \dots, n$, чтобы доля времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста», была минимальной.

Случай равных вероятностей.

Рассмотрим случай, когда $p_i = q_i$. Тогда доля времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста», равна

$$\sum_{i=1}^n \frac{p_i}{k_i + 1}.$$

Таким образом, необходимо найти

$$\min_{k_1 + \dots + k_n = m} \sum_{i=1}^n \frac{p_i}{k_i + 1}.$$

Рассмотрим функцию

$$F(k_1, k_2, \dots, k_{n-1}) = \sum_{i=1}^{n-1} \frac{p_i}{k_i + 1} + \frac{p_n}{m - \sum_{i=1}^{n-1} k_i + 1}$$

и найдем ее минимум при условии $k_i > 0$, $i = 1, 2, \dots, n-1$, $k_1 + \dots + k_{n-1} < m$. Функция $F(k_1, \dots, k_{n-1})$ дважды непрерывно-дифференцируема на рассматриваемом множестве:

$$F'_{k_i} = -\frac{p_i}{(k_i + 1)^2} + \frac{p_n}{\left(m - \sum_{l=1}^{n-1} k_l + 1\right)^2};$$

$$F''_{k_i k_i} = \frac{2p_i}{(k_i + 1)^3} + \frac{2p_n}{\left(m - \sum_{l=1}^{n-1} k_l + 1\right)^3};$$

$$F''_{k_i k_j} = \frac{2p_n}{\left(m - \sum_{l=1}^{n-1} k_l + 1\right)^3}, \quad i \neq j.$$

Найдем точку, подозрительную на экстремум, из условия $F'_{k_i}(k_1, \dots, k_{n-1}) = 0$:

$$\frac{p_i}{(k_i + 1)^2} = \frac{p_n}{\left(m - \sum_{l=1}^{n-1} k_l + 1\right)^2}, \quad 1 \leq i \leq n-1.$$

Введем новые переменные $y_i = k_i + 1$. Для каждого i извлечем квадратный корень из обеих частей уравнения. Учитывая, что обе части неотрицательные, получаем

$$\frac{\sqrt{p_i}}{y_i} = \frac{\sqrt{p_n}}{m + n - \sum_{l=1}^{n-1} y_l}, \quad 1 \leq i \leq n-1.$$

Рассмотрим уравнения при $i = 1$ и при $i = 2$:

$$\begin{cases} \frac{\sqrt{p_1}}{y_1} = \frac{\sqrt{p_n}}{m+n-\sum_{l=1}^{n-1} y_l}; \\ \frac{\sqrt{p_2}}{y_2} = \frac{\sqrt{p_n}}{m+n-\sum_{l=1}^{n-1} y_l}. \end{cases}$$

Вычтем второе уравнение из первого:

$$\frac{\sqrt{p_1}}{y_1} - \frac{\sqrt{p_2}}{y_2} = 0.$$

Получаем

$$y_2 = \frac{y_1 \sqrt{p_2}}{\sqrt{p_1}}.$$

Аналогично выразим остальные переменные y_i через y_1 :

$$y_i = \frac{y_1 \sqrt{p_i}}{\sqrt{p_1}}, \quad 2 \leq i \leq n-1.$$

Подставим в уравнение при $i = 1$:

$$\frac{\sqrt{p_1}}{y_1} = \frac{\sqrt{p_n}}{m+n-\frac{y_1}{\sqrt{p_1}} \sum_{l=1}^{n-1} \sqrt{p_l}}.$$

Найдем y_1 :

$$y_1 = \frac{(m+n)\sqrt{p_1}}{\sum_{l=1}^n \sqrt{p_l}}.$$

Получаем точку, подозрительную на экстремум:

$$k_i^* = \frac{(m+n)\sqrt{p_i}}{\sum_{l=1}^n \sqrt{p_l}} - 1, \quad 1 \leq i \leq n-1.$$

Покажем, что эта точка является точкой минимума. Для этого по критерию Сильвестра нужно показать, что

$$\begin{vmatrix} F''_{k_1 k_1}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) & F''_{k_1 k_2}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) & \dots & F''_{k_1 k_{n-1}}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) \\ F''_{k_2 k_1}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) & F''_{k_2 k_2}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) & \dots & F''_{k_2 k_{n-1}}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F''_{k_{n-1} k_1}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) & F''_{k_{n-1} k_2}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) & \dots & F''_{k_{n-1} k_{n-1}}(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*) \end{vmatrix} > 0, \quad 1 \leq i \leq n-1.$$

Введем обозначения

$$F''_{k_i k_j} = \frac{2p_n}{\left(m - \sum_{l=1}^{n-1} k_l + 1\right)^3} = A, \quad i \neq j; \quad F''_{k_i k_i} = \frac{2p_i}{(k_i + 1)^3} + \frac{2p_n}{\left(m - \sum_{l=1}^{n-1} k_l + 1\right)^3} = A + B_i.$$

Очевидно, что $A > 0$ и $B_i > 0$. Покажем, что определитель $\Delta_i > 0$, где

$$\Delta_i = \begin{vmatrix} A + B_1 & A & \dots & A \\ A & A + B_2 & \dots & A \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A & A & \dots & A + B_i \end{vmatrix}, \quad i \geq 1.$$

По методу математической индукции:

1) база индукции $i = 1$: $\Delta_1 = A + B_1 > 0$;

2) пусть верно при $i = j$;

3) докажем при $i = j + 1$:

$$\begin{aligned} \Delta_{j+1} &= \begin{vmatrix} A+B_1 & A & \dots & A & A \\ A & A+B_2 & \dots & A & A \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A & A & \dots & A+B_j & A \\ A & A & \dots & A & A+B_{j+1} \end{vmatrix} = \\ &= \begin{vmatrix} A+B_1 & A & \dots & A & A \\ A & A+B_2 & \dots & A & A \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A & A & \dots & A+B_j & A \\ A & A & \dots & A & A \end{vmatrix} + \\ &+ \begin{vmatrix} A+B_1 & A & \dots & A & 0 \\ A & A+B_2 & \dots & A & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A & A & \dots & A+B_j & 0 \\ A & A & \dots & A & B_{j+1} \end{vmatrix} = \\ &= \begin{vmatrix} B_1 & 0 & \dots & 0 & A \\ 0 & B_2 & \dots & 0 & A \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & B_j & A \\ 0 & 0 & \dots & 0 & A \end{vmatrix} + \\ &+ \begin{vmatrix} A+B_1 & A & \dots & A & 0 \\ A & A+B_2 & \dots & A & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ A & A & \dots & A+B_j & 0 \\ A & A & \dots & A & B_{j+1} \end{vmatrix} = \\ &= AB_1 \dots B_j + B_{j+1} \Delta_j > 0. \end{aligned}$$

Значит, точка $(k_1^*, \dots, k_{n-1}^*)$ является единственной точкой минимума функции $F(k_1, \dots, k_{n-1})$. Следовательно, в этой точке функция достигает своего наименьшего значения. Поскольку k_i должны быть целыми, то значения k_1^*, \dots, k_{n-1}^* необходимо округлить до ближайшего целого и перебрать значения, удовлетворяющие условию $k_1 + \dots + k_n = m$:

$$\begin{aligned} k_n^* &= m - \sum_{l=1}^{n-1} k_l^* = m + n - 1 - \\ &- \frac{(m+n) \sum_{l=1}^{n-1} \sqrt{p_l}}{\sum_{l=1}^n \sqrt{p_l}} = \frac{(m+n) \sqrt{p_n}}{\sum_{l=1}^n \sqrt{p_l}} - 1. \end{aligned}$$

Наименьшая доля времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста»:

$$\begin{aligned} P^* &= \sum_{i=1}^n \frac{p_i}{k_i + 1} = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{m+n} \sqrt{p_i} \sum_{l=1}^n \sqrt{p_l} \right) = \\ &= \frac{\left(\sum_{i=1}^n \sqrt{p_i} \right)^2}{m+n}. \end{aligned}$$

Общий случай.

Введем обозначение

$$Z_m(k_1, \dots, k_n) = \min_{k_1 + \dots + k_n = m} \left(\sum_{i=1}^n p_i^*(k_i) \right),$$

где Z_m — доля времени, которое процесс проводит в состоянии «сброса хвоста», при оптимальном разбиении памяти размером m между очередями; $p_i^*(k_i)$ — доля времени, в течение которого происходит потеря элементов только для i -й очереди при размере памяти k_i .

Рассмотрим рекуррентную формулу

$$\begin{aligned} Z_m(k_1, \dots, k_n) &= Z_{m-1}(k_1, \dots, k_n) - \\ &- \max_{1 \leq i \leq n} (p_i^*(k_i) - p_i^*(k_i + 1)). \end{aligned}$$

Начальное значение Z_0 равно [по формуле (*)]

$$Z_0(0, \dots, 0) = \sum_{i=1}^n \frac{q_i - p_i}{\left(\frac{q_i}{p_i} \right)^{0+1} - 1} = \sum_{i=1}^n p_i,$$

т. е. при отсутствии памяти любая попытка включения элемента в одну из очередей будет приводить к его потере.

Был реализован эффективный алгоритм решения задачи на основе предложенной модели динамического программирования, который за время $O(mn)$ вычисляет оптимальное разбиение памяти и долю времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста». Также была построена математическая модель этого процесса в виде случайного блуждания по целочисленному n -мерному параллелепипеду с вершиной в начале координат, ребрами, параллельными осям координат, и длинами ребер $k_1 + 1, \dots, k_n + 1$. Гиперплоскости соответствуют состояниям «сброса хвоста». Была предложена нумерация состояний и на ее основе разработан алгоритм генерации соответствующей цепи Маркова и решения задачи с использованием результатов теории регулярных цепей Маркова. Этот метод решения задачи будет подробно изложен далее на примере анализа связанного представления очередей. Метод динамического программирования в данном случае приводит к более эффективному алгоритму.

Связанное представление очередей

При связанном представлении каждая очередь хранится в виде связанного списка, в кото-

ром $1/l$ -я часть памяти тратится на хранение указателей. Пусть $M = m(1 - 1/l)$. В качестве математической модели рассмотрим блуждание по целочисленной n -мерной пирамиде с ребрами $0 \leq x_1 \leq M, 0 \leq x_2 \leq M, \dots, 0 \leq x_n \leq M$ и основанием $x_1 + x_2 + \dots + x_n = M$. Для каждого состояния (x_1, x_2, \dots, x_n) на плоскости $x_1 + x_2 + \dots + x_n = M$, т. е. когда вся память уже занята, введем состояние $(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n)$, соответствующее «сбросу хвоста». В это состояние можно попасть в случае попытки включить элемент в любую из очередей, когда вся память занята. Переход процесса из состояния (x_1, x_2, \dots, x_n) определяется по следующим правилам:

$$\begin{aligned} & (\dots, x_i, \dots, x_j, \dots) \xrightarrow{p_i} \\ \xrightarrow{p_i} & \begin{cases} (\dots, x_i + 1, \dots, x_j, \dots), & 0 \leq x_1 + \dots + x_n < M; \\ (\dots, \bar{x}_i, \dots, \bar{x}_j, \dots), & x_1 + \dots + x_n = M; \end{cases} \\ & (\dots, x_i, \dots, x_j, \dots) \xrightarrow{q_i} \\ \xrightarrow{q_i} & \begin{cases} (\dots, x_i - 1, \dots, x_j, \dots), & x_i < 0; \\ (\dots, x_i, \dots, x_j, \dots), & x_i = 0; \end{cases} \\ & (\dots, x_i, \dots, x_j, \dots) \xrightarrow{r} (\dots, x_i, \dots, x_j, \dots); \\ & (\dots, \bar{x}_i, \dots, \bar{x}_j, \dots) \xrightarrow{p_i} (\dots, \bar{x}_i, \dots, \bar{x}_j, \dots); \\ & (\dots, \bar{x}_i, \dots, \bar{x}_j, \dots) \xrightarrow{q_i} \\ \xrightarrow{q_i} & \begin{cases} (\dots, x_i - 1, \dots, x_j, \dots), & x_i > 0; \\ (\dots, x_i, \dots, x_j, \dots), & x_i = 0; \end{cases} \\ & (\dots, \bar{x}_i, \dots, \bar{x}_j, \dots) \xrightarrow{r} (\dots, x_i, \dots, x_j, \dots). \end{aligned}$$

На плоскости $x_1 + x_2 + \dots + x_n = M$ количество состояний «сброса хвоста»

$$C_{n+M-1}^M = \frac{(M+n-1)!}{(n-1)!M!}.$$

Перечислим все состояния области блуждания:

- $(0, 0, 0, \dots, 0, 0), (1, 0, 0, \dots, 0, 0), \dots, (M-1, 0, 0, \dots, 0, 0), (M, 0, 0, \dots, 0, 0);$
 $(0, 1, 0, \dots, 0, 0), (1, 1, 0, \dots, 0, 0), \dots, (M-2, 1, 0, \dots, 0, 0), (M-1, 1, 0, \dots, 0, 0);$
 \dots
 $(0, M-1, 0, \dots, 0, 0), (1, M-1, 0, \dots, 0, 0);$
 $(0, M, 0, \dots, 0, 0);$
 $(0, 0, 1, \dots, 0, 0), (1, 0, 1, \dots, 0, 0), \dots, (M-2, 0, 1, \dots, 0, 0), (M-1, 0, 1, \dots, 0, 0);$
 $(0, 1, 1, \dots, 0, 0), (1, 1, 1, \dots, 0, 0), \dots, (M-3, 1, 1, \dots, 0, 0), (M-1, 1, 1, \dots, 0, 0);$
 \dots
 $(0, 0, M-1, \dots, 0, 0), (0, 0, M, \dots, 0, 0);$
 \dots
 $(0, 0, 0, \dots, 0, 1), (1, 0, 0, \dots, 0, 1), \dots, (M-2, 0, 0, \dots, 0, 1), (M-1, 0, 0, \dots, 0, 1);$

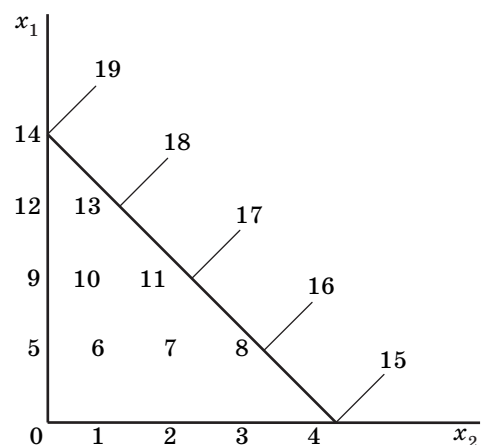
- $(0, 1, 0, \dots, 0, 1), (1, 1, 0, \dots, 0, 1), \dots, (M-3, 1, 0, \dots, 0, 1), (M-2, 1, 0, \dots, 0, 1);$
 \dots
 $(0, M-2, 0, \dots, 0, 1), (1, M-2, 0, \dots, 0, 1);$
 $(0, M-1, 0, \dots, 0, 1);$
 \dots
 $(0, 0, 0, \dots, 0, M).$

Введем нумерацию этих состояний, начиная с 0. Для того чтобы построить матрицу переходных вероятностей, построим функцию $F(X) = I$, $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, где x_1, \dots, x_n — текущие длины очередей; I — номер состояния. Будем искать ее в виде

$$\begin{aligned} F(x_1, \dots, x_n) = & F(0, \dots, 0, x_n) + (F(0, \dots, x_{n-1}, x_n) - \\ & - F(0, \dots, 0, x_n)) + \dots + (F(0, x_2, x_3, \dots, x_{n-1}, x_n) - \\ & - F(0, 0, x_3, \dots, x_{n-1}, x_n)) + (F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_{n-1}, \\ & x_n) - F(0, x_2, x_3, \dots, x_{n-1}, x_n)), \end{aligned}$$

т. е. будем увеличивать значения аргументов, начиная с последнего, и вычислять, на сколько увеличится значение функции. Увеличение значения разности функций $F(0, 0, \dots, 0, x_i, x_{i+1}, \dots, x_n) - F(0, 0, \dots, 0, 0, x_{i+1}, \dots, x_n)$ зависит от номера i , от значения x_i и от суммы $x_{i+1} + \dots + x_n$, т. е. от количества уже занятых ячеек памяти. Теперь пронумеруем состояния «сброса хвоста» таким образом, чтобы состоянию на плоскости $x_1 + x_2 + \dots + x_n = M$ с меньшим номером соответствовало состояние «сброса хвоста» с меньшим номером.

На рисунке показан пример нумерации состояний при $n = 2, M = 4$. Для нахождения доли времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста», необходимо найти предельный вектор α и просуммировать его компоненты с номерами от $\frac{(M+n)!}{n!M!}$ до $\frac{(M+n-1)!}{n!M!} + \frac{(M+n-1)!}{(n-1)!M!}$. В приведенном примере необходимо найти сумму $\alpha_{15} + \dots + \alpha_{19}$.



■ Нумерация состояний при $n = 2, M = 4$

■ Таблица 1. $M = 16, n = 5$

r	p_1	p_2	p_3	p_4	p_5	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	P^*	l_1	l_2	l_4	l_8
0	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.15	0.2273	0.1923	0.1786	0.1667
0	0.25	0.15	0.05	0.03	0.02	0.25	0.15	0.05	0.03	0.02	0.1208	0.2273	0.1923	0.1786	0.1667
0	0.3	0.03	0.15	0.1	0.05	0.05	0.03	0.05	0.04	0.03	0.61	0.6989	0.6923	0.6902	0.6886
0	0.05	0.2	0.05	0.04	0.03	0.3	0.2	0.15	0.1	0.05	0.01	0.012	0.0045	0.0027	0.0017
0	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.005413	0.0002506	0.000559	0.000113	0.000021
0	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.13	0.13	0.13	0.13	0.13	0.0249	0.0322	0.0168	0.0083	0.00395

■ Таблица 2. $M = 16, n = 4$

r	p_1	p_2	p_3	p_4	q_1	q_2	q_3	q_4	P_1^*	P_2^*	l_1	l_2	l_4	l_8
0.2	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.08	0.08	0.1333	0.1143	0.1	0.089
0	0.44	0.02	0.02	0.02	0.44	0.02	0.02	0.02	0.1	0.06	0.1667	0.1429	0.125	0.1111
0	0.5	0.07	0.07	0.07	0.08	0.07	0.07	0.07	0.462	0.459	0.5964	0.5964	0.5964	0.5964
0	0.08	0.05	0.05	0.05	0.5	0.07	0.07	0.07	0.042	0.039	0.08	0.0677	0.0589	0.0517
0	0.15	0.08	0.05	0.02	0.35	0.2	0.1	0.05	0.0049	0.0061	0.0067	0.0022	0.00068	0.0000198

Численные результаты

Был разработан комплекс программ для ЭВМ, который реализует вышеописанные алгоритмы нахождения доли времени, проведенного в состоянии «сброса хвоста». Приведем некоторые численные результаты.

Сравним последовательное и связанное представление очередей с точки зрения доли времени, в течение которого происходят потери пакетов (табл. 1). В строке P^* указана минимальная доля времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста», для последовательного представления. В строке l_1 указана доля времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста», для связанного представления, когда на связи тратится 1/2 часть памяти (размер информационной части равен размеру указателя), в строке l_2 — когда на связи тратится 1/3 часть памяти (размер указателя равен 1/2 размера информационной части), в строке l_4 — когда на связи тратится 1/5 часть памяти (размер указателя равен 1/4 информационной части), в строке l_8 — когда на связи тратится 1/9 часть памяти (размер указателя равен 1/8 информационной части).

На практике вероятности включения и исключения, которые считались известными, не всегда

могут быть вычислены. В этом случае будет логичным разделить память поровну между всеми структурами данных в случае последовательного представления. В табл. 2 сравнивается связанное и последовательное представление в том случае, если память разделена поровну между очередями. В строке P_1^* указана доля времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста», когда память разделена поровну между очередями, в строке P_2^* указана минимальная доля времени, проведенного в состояниях «сброса хвоста», когда память разделена оптимально. Строки l_1, l_2, l_4, l_8 такие же, как в табл. 1.

Заключение

Из приведенных таблиц видно, что связанное представление предпочтительнее использовать, если вероятности включения элемента в очереди меньше, чем вероятности исключения, и на связи тратится 1/3 часть памяти или меньше. В остальных случаях лучше использовать последовательное представление, даже если вероятностные характеристики очередей заранее неизвестны и разбиение памяти может быть неоптимальным.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант № 09-01-00330-а.

Литература

1. Кнут Д. Искусство программирования для ЭВМ. Т. 1. — М.: Вильямс, 2001. — 736 с.
2. Седжвик Р. Фундаментальные алгоритмы на C++. — Киев: Диасофт, 2001. — 688 с.

3. Боллапрагада В., Мэрфи К., Расс У. Структура операционной системы Cisco IOS. — М.: Вильямс, 2002. — 208 с.

4. Соколов А. В. О распределении памяти для двух стеков // Автоматизация эксперимента и обработки данных: Сб. ст. / Карельский филиал АН СССР. Петрозаводск, 1980. С. 65–71.
5. Flajolet P. The evolution of two stacks in bounded space and random walks in a triangle // Lecture Notes in Computer Science. 1986. Vol. 223. P. 325–340.
6. Louchard G., Schott R., Tolley M., Zimmermann P. Random walks, heat equation and distributed algorithms // Journal of Computational and Applied Mathematics. 1994. N 53. P. 243–274.
7. Аксенова Е. А., Соколов А. В. Оптимальное управление двумя параллельными стеками // Дискретная математика. 2007. № 1. С. 67–75.
8. Соколов А. В., Тарасюк А. В. Об оптимальном управлении циклическими FIFO-очередями // Системы управления и информационные технологии. 2005. № 3 (20). С. 29–33.
9. Аксенова Е. А. Оптимальное управление FIFO-очередями на бесконечном времени // Стохастическая оптимизация в информатике: Межвуз. сб. СПб.: СПбГУ, 2006. Вып. 2. С. 71–76.

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

С сентября 2009 г. основные элементы статей, размещенные на платформе РУНЭБ, индексируются в крупнейшей поисковой системе Интернета Google.

На сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>) доступна новая услуга — «обсуждение статьи». Авторы и читатели теперь могут вступить в диалог и ответить на вопросы и комментарии друг друга.

УДК 534.232.8:534.8

АКУСТОЭЛЕКТРОННЫЙ ФАЗОВЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР

А. П. Абрамов,

канд. техн. наук

П. Н. Петров,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Разработана и описана структурная схема акустоэлектронного фазового демодулятора. Рассмотрены топологии и характеристики основных элементов на поверхностных акустических волнах, входящих в состав демодулятора. Представлены результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова — поверхностная акустическая волна, функция угловой модуляции, фазовая демодуляция, встречно-штыревой преобразователь, дифференцирующий канал, акустоэлектронный интегратор радиосигналов.

Постоянно растущие требования, предъявляемые к современным радиотехническим системам при решении задач обнаружения, идентификации и обработки сигналов, привели к использованию в этих системах множества сложных сигналов, отличающихся не только базой, но и видом функции угловой модуляции. Ряд перечисленных задач успешно решается современными цифровыми процессорами, имеющими высокую точность и большой динамический диапазон. Однако с увеличением ширины спектра обрабатываемых сигналов их точность и динамический диапазон падают, а габаритные размеры, масса, потребляемая мощность и стоимость возрастают. Это привело к созданию комбинированных аналогово-цифровых устройств обработки сигналов, в которых роль первичной обработки отведена аналоговым устройствам, а роль вторичной обработки — цифровым.

При фазовой демодуляции сигналов с большой базой требуются аналоговые устройства, позволяющие либо непосредственно в ВЧ-диапазоне частот, либо на промежуточной частоте однозначно определять их фазовую структуру в широком диапазоне фазовых углов, компенсируя при этом начальную фазу и линейную составляющую текущей фазы обрабатываемого сигнала.

Радиосигнал с большой базой и произвольным видом функции угловой модуляции можно представить в виде

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0] \quad \text{при } |t| \leq \frac{T_c}{2}, \quad (1)$$

где $A(t)$ — огибающая; $\omega_0 t$ — линейная составляющая текущей фазы; $\theta(t)$ — функция угловой мо-

дуляции; φ_0 — начальная фаза; T_c — длительность; $\Psi(t) = [\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0]$ — фазовая структура радиосигнала.

Для решения вышепоставленной задачи радиосигнал (1) необходимо подвергнуть двухстороннему амплитудному ограничению и полученный результат обработать по алгоритму

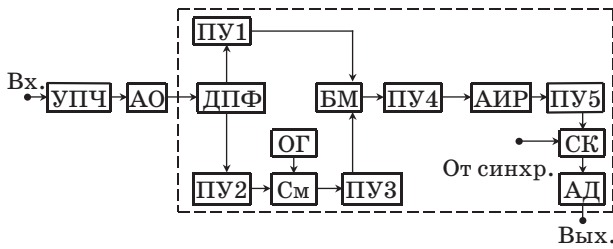
$$\psi_1(t) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [s'(t) - \omega_0 \hat{s}(t)] \hat{s}(t) dt, \quad (2)$$

где $s'(t) = A_0[\omega_0 + \theta'(t)] \sin[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0]$ — сигнал, огибающая которого прямо пропорциональна мгновенной угловой частоте обрабатываемого радиосигнала; $\hat{s}(t) = A_0 \sin[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0]$ — сигнал, сопряженный по Гильберту с обрабатываемым радиосигналом при выполнении условия $(\Delta\omega/\omega_0) \ll \ll 1$, где $\Delta\omega$ — ширина спектра обрабатываемого радиосигнала.

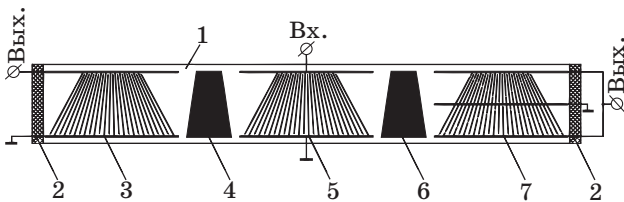
На основе достижений акустоэлектроники и ее элементной базы [1, 2] разработан и технически реализован акустоэлектронный фазовый демодулятор — АФД (рис. 1), осуществляющий в полосе частот $\Delta f = 6,5$ МГц с центральной частотой $f_0 = 25$ МГц обработку радиосигнала (1) в соответствии с алгоритмом (2).

Функциональные основополагающие элементы демодулятора — двухканальный полосовой фильтр (ДПФ) и акустоэлектронный интегратор радиосигналов (АИР) — реализованы с помощью устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

Топология двухканального полосового фильтра на ПАВ представлена на рис. 2. В его состав



■ **Рис. 1.** Структурная схема акустоэлектронного фазового демодулятора: УПЧ — усилитель промежуточной частоты; АО — амплитудный ограничитель; ДПФ — двухканальный полосовой фильтр; ПУ1–ПУ5 — полосовые усилители; ОГ — опорный гетеродин; См — смеситель; БМ — балансный модулятор; АИР — акустоэлектронный интегратор радиосигналов; СК — строб каскад; АД — амплитудный детектор



■ **Рис. 2.** Двухканальный полосовой фильтр на ПАВ

входят дифференцирующий и опорный каналы. Дифференцирующий канал включает в себя входной встречно-штыревой преобразователь (ВШП) ПАВ 5, фазосдвигающий металлизированный слой 6, обеспечивающий для каждой частотной составляющей в полосе пропускания ДПФ фазовый сдвиг на $\pi/2$, и аподизованный выходной ВШП ПАВ 7. Опорный канал содержит входной 5 и неаподизованный выходной 3 ВШП ПАВ, а также фазосдвигающий металлизированный слой 4, аналогичный слою в дифференцирующем канале. Подложка 1 выполнена из пьезоэлектрического материала — ниобата лития, звукопоглощающее покрытие 2 — из воска.

Электроды в выходном ВШП ПАВ дифференцирующего канала аподизованы по длине в соответствии с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) вида

$$K_1(\omega) = \left| \frac{B_0}{2} j(\omega - \omega_0) \right|$$

$$\text{при } (\omega_0 - \Delta\omega/2) < \omega < (\omega_0 + \Delta\omega/2). \quad (3)$$

Для формирования фазочастотной характеристики (ФЧХ) — вида

$$\Phi_1(\omega) = \begin{cases} 3\pi/2 & \text{при } (\omega_0 - \Delta\omega/2) < \omega < \omega_0; \\ \pi/2 & \text{при } \omega_0 < \omega < (\omega_0 + \Delta\omega/2), \end{cases} \quad (4)$$

между входным и аподизованным выходным ВШП ПАВ введен фазосдвигающий металлизированный слой 6, а электроды выходного ВШП 7, перекрывающие диапазон частот $(\omega_0 - \Delta\omega/2) \leq \omega < \omega_0$, включены в противофазе с его электродами, перекрывающими диапазон частот $\omega_0 < \omega \leq (\omega_0 + \Delta\omega/2)$.

В результате этого импульсная характеристика дифференцирующего канала имеет вид

$$h_1(t) = \frac{B_0 \Delta\omega}{2\pi} \left[\frac{\sin(\Delta\omega t/2)}{(\Delta\omega t/2)} \right]' \cos \omega_0 t \text{ при } |t| < \infty, \quad (5)$$

где B_0 — коэффициент пропорциональности.

Импульсная характеристика опорного канала, АЧХ которого близка к прямоугольной форме, а ФЧХ имеет вид

$$\Phi_2(\omega) = \pi/2 \text{ при } (\omega_0 - \Delta\omega/2) < \omega < (\omega_0 + \Delta\omega/2), \quad (6)$$

описывается соотношением вида

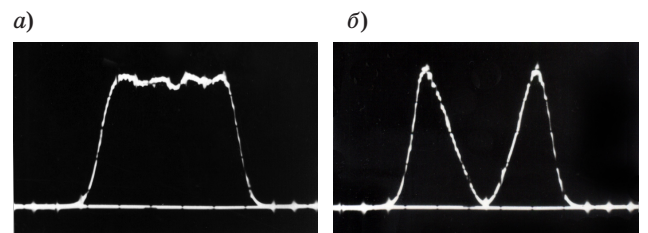
$$h_2(t) = \frac{B_0 \Delta\omega}{2\pi} \left[\frac{\sin(\Delta\omega t/2)}{(\Delta\omega t/2)} \right] \cos \omega_0 t \text{ при } |t| < \infty. \quad (7)$$

Амплитудно-частотные характеристики опорного и дифференцирующего каналов ДПФ, полученные экспериментально, представлены на рис. 3, а их импульсные характеристики — на рис. 4.

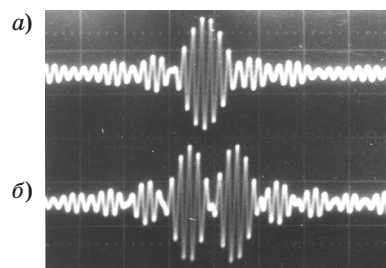
При воздействии на вход ДПФ радиосигнала

$$s_1(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0] \text{ при } |t| \leq \frac{T_c}{2}, \quad (8)$$

где $A_0 = \text{const}$, на выходе дифференцирующего канала ДПФ формируется сигнал



■ **Рис. 3.** АЧХ опорного (а) и дифференцирующего (б) каналов ДПФ



■ **Рис. 4.** Импульсная характеристика опорного (а) и дифференцирующего (б) каналов ДПФ

$$s_2(t) = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} s_1(\tau)h_1(t-\tau)d\tau = \frac{A_0B_0\Delta\omega}{2\pi}\theta'(t)\sin[\omega_0t + \theta(t) + \varphi_0], \quad (9)$$

а на выходе опорного канала — сигнал

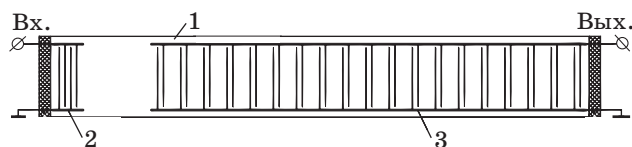
$$\hat{s}(t) = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} s_1(\tau)h_2(t-\tau)d\tau = \frac{A_0B_0\Delta\omega}{2\pi}\sin[\omega_0t + \theta(t) + \varphi_0]. \quad (10)$$

Таким образом, для определения функции $\theta(t)$ необходимо в сигнале (9) предварительно устранить внутриимпульсную угловую модуляцию и полученный результат преобразовать по частоте. Данная операция в разработанном устройстве (см. рис. 1) осуществляется с помощью балансного модулятора, на один из входов которого поступает сигнал (9), а на другой вход — сигнал (10), предварительно преобразованный по частоте на частоту несущего колебания $\omega_1 = (\omega_0 - \omega_r)$, где ω_r — частота гармонического колебания, вырабатываемого опорным гетеродином преобразователя частоты. В результате этого на выходе ПУ4, настроенного на разностную частоту, формируется сигнал

$$s_3(t) = \frac{A_0B_0\Delta\omega}{2\pi}\theta'(t)\cos(\omega_2t). \quad (11)$$

Акустоэлектронный интегратор радиосигналов на ПАВ (рис. 5) реализован на пьезоэлектрической подложке 1 из кварца YX-среза. На ее полированной поверхности размещены широкополосный входной 2 и узкополосный выходной 3 двухфазные эквидистантные ВПП ПАВ. АЧХ интегратора на ПАВ описывается модулем функции $|\sin x/x|$, а его импульсная характеристика представляет собой радиоимпульс с частотой несущего колебания $f_2 = f_r = 15$ МГц и длительностью $T = 50$ мкс. В связи с этим импульсную характеристику интегратора на ПАВ, без учета вносимой им постоянной задержки t_0 , можно представить в виде

$$h_3(t) = \frac{1}{T}\prod_T(t)\cos(\omega_2t) \text{ при } 0 < t \leq T, \quad (12)$$



■ Рис. 5. Акустоэлектронный интегратор радиосигналов

где

$$\prod_T(t) = Y(t) - Y(t-T),$$

$$Y(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < \infty, \\ 0 & \text{при } t < 0. \end{cases}$$

Амплитудно-частотная и импульсная характеристики интегратора на ПАВ, полученные экспериментально, представлены на рис. 6.

При воздействии на вход АИР радиосигнала (11) происходит свертка входного воздействия с импульсной характеристикой АИР, в результате чего на выходе АИР на интервале времени $(0, 2T)$ формируется сигнал, содержащий «двойную» информацию о функции угловой модуляции радиосигнала (8). При этом одна из них сосредоточена на интервале времени $(0, T)$, а другая — на интервале времени $(T, 2T)$, но с противоположным знаком. Для исключения повторной информации выходной сигнал АИР подается на вход СК (см. рис. 1), длительность «окна» которого соизмерима с длительностью импульсной характеристики АИР. В результате этого на выходе СК формируется сигнал вида

$$s_3(t) = \frac{A_0B_0\Delta\omega}{8\pi T}[\theta(t)]\cos\omega_2t$$

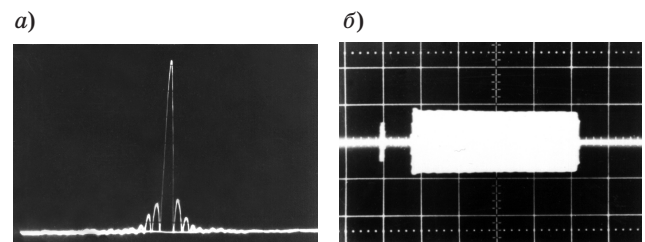
при $0 \leq t \leq T$,

огibaющая которого прямо пропорциональна функции угловой модуляции обрабатываемого радиосигнала (8).

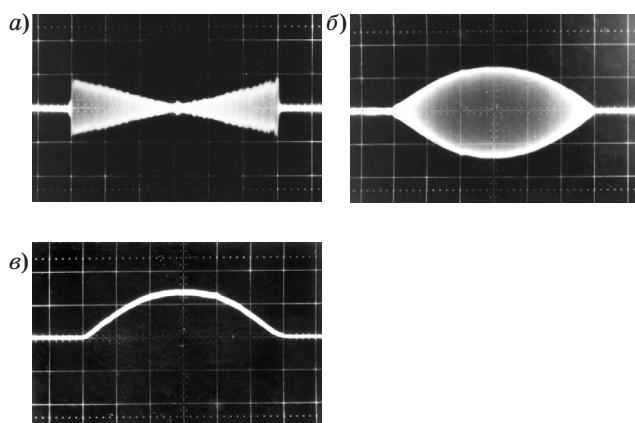
В целях экспериментального подтверждения вышеизложенного в качестве сигналов, подаваемых на вход АФД, использовались:

а) линейно-частотно модулированный (ЛЧМ) сигнал с постоянной амплитудой, средняя частота которого совпадает с центральной частотой, а максимальная девиация частоты не превышает полосы пропускания АФД;

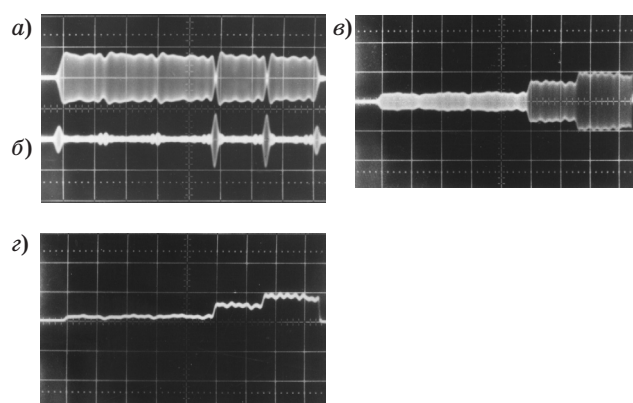
б) фазомодулированный (ФМ) сигнал, состоящий из пяти элементов одинаковой амплитуды и длительности, с частотой несущего колебания, совпадающей с центральной частотой полосы пропускания АФД, и со скачками фазы на величину π между 3–4 и 4–5 элементами.



■ Рис. 6. Амплитудно-частотная (а) и импульсная (б) характеристики интегратора на ПАВ



■ **Рис. 7.** Осциллограммы сигналов в основных узлах АФД при обработке ЛЧМ-сигнала: а — сигнал на выходе дифференцирующего канала ДПФ; б — сигнал на выходе строб каскада; в — сигнал на выходе амплитудного детектора



■ **Рис. 8.** Осциллограммы сигналов в основных узлах АФД при обработке ФМ-сигнала: а — сигнал на выходе опорного канала ДПФ; б — сигнал на выходе дифференцирующего канала ДПФ; в — сигнал на выходе строб каскада; г — сигнал на выходе амплитудного детектора

Результаты обработки ЛЧМ- и ФМ-сигналов, полученные экспериментально, представлены на рис. 7 и 8 соответственно.

При обработке ЛЧМ-сигнала на выходе АФД формируется сигнал с огибающей, прямо пропорциональной функции угловой модуляции, представляющей собой квадратичную параболу, основание которой расположено в центре выходного сигнала (см. рис. 7, в).

При обработке ФМ-сигнала на выходе АФД формируется сигнал с огибающей, прямо пропорциональной функции угловой модуляции, закон изменения которой имеет ступенчатый характер (см. рис. 8, г). При этом величина ступенек, расположенных в начале и в конце ФМ-сигнала, пропорциональна фазовому скачку на величину $\pi/2$, а величина ступенек, расположенных между 3–4 и 4–5 элементами ФМ-сигнала, пропорциональна π .

Таким образом, рассмотренный АФД позволяет обрабатывать сложные сигналы с любым видом функции угловой модуляции, обеспечивая однозначное определение функции $\theta(t)$ в широком диапазоне фазовых углов.

Литература

1. **Дмитриев В. Ф.** Устройства интегральной электроники: Акустоэлектроника. Основы теории, расчета и проектирования: Учеб. пособие / ГУАП. — СПб., 2006. — 169 с.
2. **Баруздин С. А., Егоров Ю. В., Калиникос П. А. и др.** Функциональные устройства обработки сигналов (основы теории и алгоритмы): Учеб. пособие для вузов / Под ред. Ю. В. Егорова. — М.: Радио и связь, 1997. — 288 с.

УДК 621.391.18

ОПТИМИЗАЦИЯ МЕХАНИЗМА ТАРИФИКАЦИИ В РЕЖИМЕ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ В WLAN/UMTS-СЕТЯХ

Ю. Л. Сенченко,¹

аспирант

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Рассматривается механизм тарификации абонентов WLAN/UMTS-сетей в режиме реального времени на основе протокола Diameter, формулируется и решается задача выбора оптимальных параметров процесса тарификации.

Ключевые слова — WLAN/UMTS-сеть, тарификация в режиме реального времени, оптимизация.

Введение

Значительная часть абонентов современных сетей связи пользуется услугами на основе предоплаты, что требует контроля средств абонентов в биллинговой системе в режиме реального времени. Можно выделить два подхода к контролю средств: периодическая проверка остатка на счете в процессе предоставления услуги и резервирование необходимой суммы до начала предоставления услуги.

Первый подход рассмотрен на примере системы тарификации голосовых вызовов в сети мобильной связи, построенной по принципу узла услуг [1]. Целью этого исследования является поиск решения следующей задачи оптимизации. В силу того, что стоимость биллинговой системы зависит от ее производительности, увеличение периодичности обращений к ней для достижения более высокой точности тарификации приведет к росту лицензионной стоимости. Уменьшение периодичности обращений снизит требования к производительности системы, но вместе с тем уменьшится и точность тарификации. Это, в свою очередь, приведет к росту потерь оператора, связанных с перерасходом абонентами предоплаченной суммы средств. Предложенный [1] математический аппарат позволяет выбрать оптимальную частоту обращений

¹ Научный руководитель — доктор техн. наук, профессор, заведующий кафедрой систем коммутации и распределения информации Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича *В. С. Гольдштейн*.

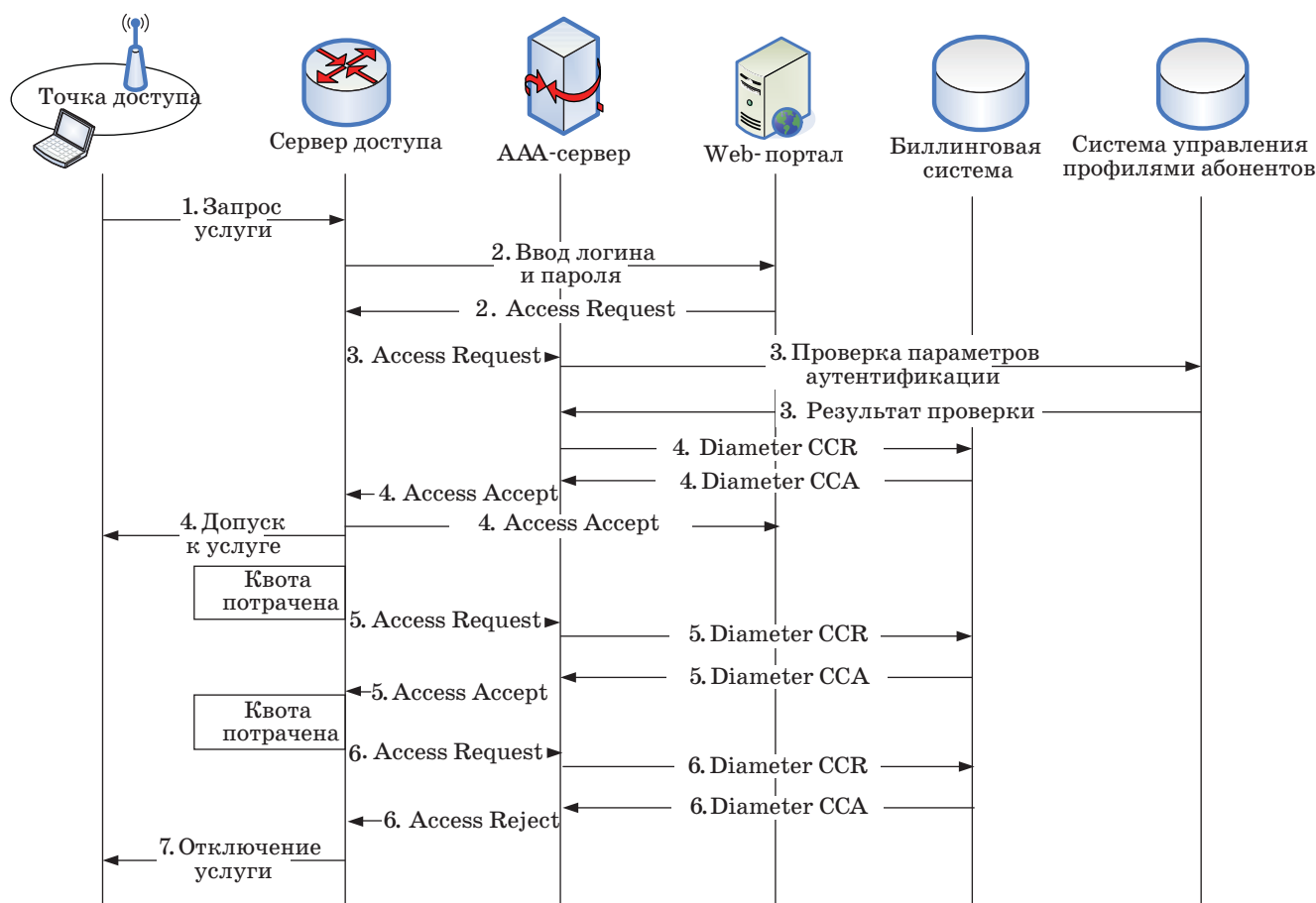
в биллинговую систему, при которой издержки оператора на предоставление услуги достигают минимального значения.

Примером использования второго подхода может служить механизм тарификации в WLAN-домене конвергентной WLAN/UMTS-сети, построенный по принципу резервирования средств на основе протокола Diameter CCA. Применительно к данной системе может быть сформулирована аналогичная задача оптимизации, однако результаты, полученные в работе [1], подходят для ее решения лишь отчасти в силу существенных отличий, описанных ниже.

Определение оптимизируемых параметров

В отличие от периодических проверок, выполняемых узлом услуг, тарификация по протоколу Diameter CCA подразумевает предварительное резервирование средств на счете в биллинговой системе. Как только зарезервированная сумма тратится абонентом, происходит повторное резервирование, и предоставление услуги продолжается. Если сумма на счете становится недостаточной для резервирования, предоставление услуги приостанавливается (рис. 1).

Не рассматривая экономические причины появления WLAN/UMTS-сетей, отметим, что присоединение WLAN-домена осуществляется GSM/UMTS-операторами в целях предоставления абонентам высокоскоростного доступа в Интернет по технологиям Wi-Fi или WiMAX. Таким образом, основной услугой в WLAN-домене конвергентной



■ Рис. 1. Тарификация по протоколу Diameter CCA при доступе через WLAN-домен

сети является интернет-сессия, тарификация которой в большинстве случаев выполняется на основе количества информации, полученной абонентом из сети или переданной в сеть. Согласно работе [2], количество информации, передаваемой в рамках интернет-сессии, распределено по логнормальному закону

$$f(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln(x) - \mu)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (1)$$

в отличие от длительности голосовых вызовов, имеющих эрланговское распределение.

Третьим отличием является различная природа потерь оператора в результате снижения периодичности обращений к биллинговой системе. Потери в сети узла услуг — это сумма, которую абоненту удалось потратить сверх предоплаченного лимита в результате низкой точности тарификации. В WLAN/UMTS-сети потери формирует сумма, которая является недостаточной для резервирования и остается на счете абонента на следующий отчетный период.

Сформулируем задачу оптимизации для системы тарификации WLAN/UMTS-сети.

Пусть на предоставление абоненту услуги за отчетный период оператор тратит сумму, равную C . В соответствии с приведенными рассуждениями ее можно определить как

$$C = N(B, I)\varphi + R(I), \quad (2)$$

где $N(B, I)$ — количество обращений в биллинговую систему за отчетный период; B — сумма средств, расходуемая абонентом за отчетный период; I — объем квоты, резервируемой при одном обращении в биллинговую систему; φ — стоимость одного обращения; $R(I)$ — потери оператора из-за невозможности резервирования квоты меньшей, чем I .

Требуется определить такой размер квоты I , при котором затраты оператора на предоставление услуги C будут минимальны.

Поиск оптимальных значений

Определим количество обращений $N(B, I)$ в биллинговую систему при обслуживании абонента за отчетный период. Рассмотрим процесс

тарификации интернет-сессий, воспользовавшись основными результатами работы [1]. Пусть за время одной сессии сервер ААА выполняет n резервирований квот. Стоимость сессии примем x . Если стоимость сессии не превышает объема резервируемых за один раз ресурсов I , то очевидно, что сервер ААА выполнит только одно резервирование средств в биллинговой системе. Если стоимость сессии превысит I , но не будет превышать $2I$, то потребуются два резервирования средств. Таким образом, математическое ожидание количества обращений в биллинговую систему, с учетом (1), можно записать в виде

$$E(n) = \sum_{j=1}^{\infty} \int_{(j-1)I}^{jI} jf(x)dx.$$

Определим далее математическое ожидание количества сессий, доступных абоненту с суммой средств B на счете. Пусть y_n — суммарная стоимость n интернет-сессий. Плотность вероятности величины y_n может быть найдена путем свертки плотностей вероятности величин x_1, x_2, \dots, x_n . Плотность вероятности суммы независимых случайных величин, распределенных по логнормальному закону, не может быть выражена посредством элементарных функций. Плотность вероятности такой суммы предлагается аппроксимировать другим логнормальным распределением с параметрами, вычисленными на основе параметров исходных распределений [3]:

$$f(y_n) = \frac{1}{y_n \Sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-(\ln(y_n) - M)^2}{2\Sigma^2}\right),$$

где

$$\Sigma = \sqrt{\ln\left(\frac{\left(e^{2\mu_{исх}} e^{\frac{\sigma_{исх}^2}{2}} (e^{\frac{\sigma_{исх}^2}{2}} - 1)n\right)^2}{\left(e^{2\mu_{исх}} e^{\frac{\sigma_{исх}^2}{2}}\right)^2} + 1\right)};$$

$$M = \ln\left(e^{2\mu_{исх}} e^{\frac{\sigma_{исх}^2}{2}}\right) - \frac{\ln\left(\frac{\left(e^{2\mu_{исх}} e^{\frac{\sigma_{исх}^2}{2}} (e^{\frac{\sigma_{исх}^2}{2}} - 1)n\right)^2}{\left(e^{2\mu_{исх}} e^{\frac{\sigma_{исх}^2}{2}}\right)^2} + 1\right)}{2}.$$

Поскольку объемы ресурсов, потребляемых в рамках интернет-сессий, являются независимыми одинаково распределенными случайными величинами, для определения количества сессий можно воспользоваться формулой теории восстановления [4]

$$E(K) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^B f(y_n) dy_n.$$

Перемножив $E(K)$ и $E(n)$, по тождеству Вальда, получим величину $N(B, I)$. На рис. 2 представлена зависимость $N(B, I)$ от размера резервируемой квоты при $\mu = 3, \sigma = 1/2$.

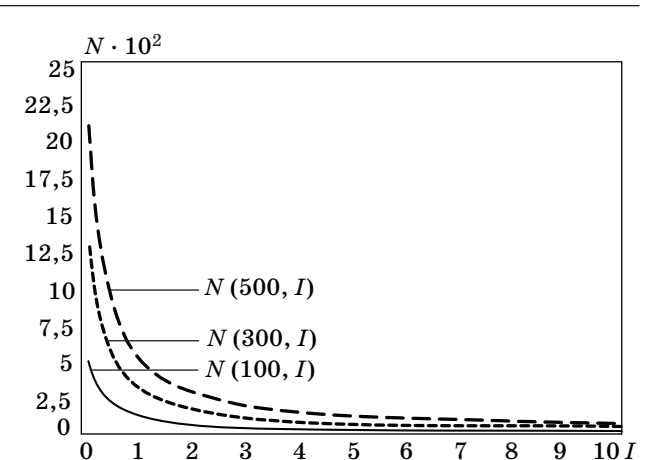
Определим выражение для второго слагаемого $R(I)$ формулы стоимости (2). Рассмотрим процесс расходования средств абонентом за отчетный период. Существуют две взаимоисключающие ситуации, при которых на счете абонента заканчиваются средства и дальнейшее пользование услугой невозможно.

Ситуация 1. Абонент заканчивает потребление услуги, когда остаток средств на его счете меньше, чем величина $B - I$. Если он попытается воспользоваться услугой в дальнейшем, не пополнив средства на счете, он получит отказ, так как сервер аутентификации, авторизации и учета не сможет зарезервировать сумму I , требуемую для начала предоставления услуги, в биллинговой системе.

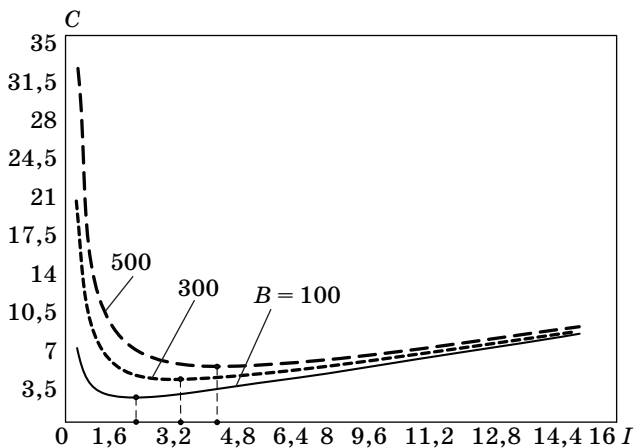
Ситуация 2. Абонент потребляет услугу, и в процессе потребления остаток средств на счете становится меньше, чем величина $B - I$. В этом случае система принудительно остановит процесс оказания услуги, так как сервер аутентификации, авторизации и учета не сможет зарезервировать сумму I , требуемую для продолжения пользования услугой, в биллинговой системе. Обозначим математическое ожидание остатка средств на счете при возникновении ситуаций 1 и 2 как $R_1(I)$ и $R_2(I)$ соответственно:

$$R(I) = R_1(I) + R_2(I),$$

где



■ Рис. 2. Математическое ожидание количества обращений в биллинговую систему в зависимости от размера резервируемой квоты



■ Рис. 3. Определение оптимального объема резервируемых ресурсов за одно обращение к биллинговой системе

$$R_1(I) = \int_{B-I}^{([B/I]-1)I} (B-x)f(x)dx + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{[B/I]-2} \int_{(l-1)I}^{lI} \int_{B-I-x}^{B-lI} (B-y_n-x)f(x)f(y_n)dx dy_n + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{([B/I]-2)I}^{([B/I]-1)I} \int_0^{B-([B/I]-1)I} (B-y_n-x)f(x)f(y_n);$$

$$R_2(I) = \int_{([B/I]-1)I}^{\infty} (B-([B/I]-1)I)f(x)dx + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{[B/I]-2} \int_{lI}^{\infty} \int_{B-I-lI}^{B-lI} (B-y_n-lI)f(x)f(y_n)dx dy_n + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{([B/I]-1)I}^{\infty} \int_0^{B-([B/I]-1)I} (B-y_n-x)f(x)f(y_n)dx dy_n.$$

Выражения $R_1(I)$ и $R_2(I)$ состоят из трех слагаемых, первое из которых определяет ситуацию, когда абонент расходует все средства со счета за одну интернет-сессию. Второе слагаемое определяет остаток на счете в случае, когда абонент расходует средства за n интернет-сессий, причем во время последней сессии система совершает l за-

просов на резервирование. Третье слагаемое определяет остаток на счете, когда стоимость суммы всех сессий, кроме последней, находится в интервале $(0, B - ([B/I] - 1)I)$.

На основе выражений для слагаемых функции стоимости C на рис. 3 построен ее график и найдено оптимальное значение объема резервируемых за одно обращение ресурсов для средств 100, 300 и 500 единиц, расходуемых за отчетный период.

По графикам видно, что функция потерь имеет один минимум на всем наборе аргументов, т. е. относится к классу унимодальных функций. Так как функция потерь является достаточно сложной для дифференцирования, поиск минимума может выполняться такими методами, как метод «золотого сечения» или метод Фибоначчи.

Заключение

В статье рассмотрен процесс тарификации абонентов в режиме реального времени в WLAN/UMTS-сетях. Предложена математическая модель данного процесса. Сформулирована и решена задача выбора оптимальной величины квоты, резервируемой в биллинговой системе за одно обращение, по критерию издержек оператора на предоставление услуги интернет-доступа через WLAN-домен сети.

Литература

1. Chang M-F., Lin Y-B., Yang W-Z. Performance of Service-Node-Based Mobile Prepaid Service // IEEE Transactions on vehicular technology. 2002. Vol. 51. N 3. P. 597-612.
2. Downey A. B. Lognormal and Pareto distributions in the Internet // Computer Communications. 2005. Vol. 28. Issue 7. P. 790-801.
3. Fenton L. F. The sum of Log-Normal probability distributions in scatter transmission systems // IRE transactions on communications systems. 1960. Vol. 8. Issue 1. P. 57-67.
4. Боровков А. А. Теория вероятностей. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Наука, 1986. — 432 с.

УДК 53.082.5; 681.787

ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДЫ УПРУГИХ СМЕЩЕНИЙ КВАРЦЕВОГО РЕЗОНАТОРА

Я. Л. Вороховский,

канд. техн. наук, генеральный директор

В. В. Молоток,

доктор техн. наук, зам. директора

ОАО «Морион»

В. В. Клудзин,

доктор техн. наук, профессор

Л. Н. Пресленев,

канд. техн. наук, доцент

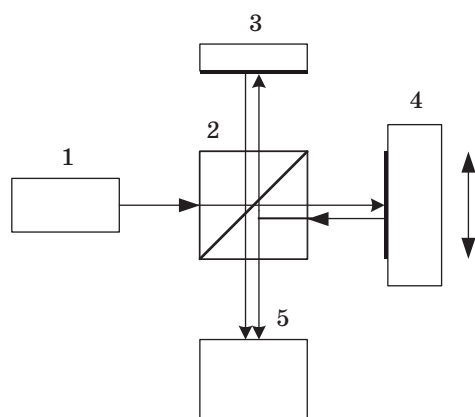
Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Анализируются и экспериментально исследуются две схемы оптического интерферометра, предназначенные для измерений пространственных распределений акустических смещений на поверхности кварцевого резонатора. Вводимая в схему интерферометра акустооптическая ячейка служит для смещения частоты оптического сигнала, что позволяет заметно повысить стабильность и надежность процесса измерений и оценивать абсолютное значение амплитуды акустических смещений на поверхности резонатора. Проведен анализ чувствительности интерферометра на основе оценки уровня шумов и оптимального выбора параметров устройства.

Ключевые слова — оптический интерферометр, акустооптическая ячейка, упругие смещения, опорная волна, спектр фазомодулированного сигнала, чувствительность устройства.

Введение

Пространственные распределения амплитуды смещений могут быть измерены оптическим методом на основе использования интерферометра Майкельсона (рис. 1).



■ **Рис. 1.** Схема интерферометра Майкельсона для измерения величины упругого смещения на поверхности кварцевого резонатора

В схеме интерферометра поступающий от источника когерентного оптического излучения (лазера) 1 оптический сигнал на фотоприемнике 5 $\dot{e}(t)$ состоит из двух компонент, одна из которых формируется в вертикальном плече за счет отражения от зеркала 3 и обозначается как опорная волна $\dot{e}_0(t, r)$. Вторая компонента формируется в горизонтальном плече за счет двойного отражения от вибрирующей поверхности кварцевого резонатора 4 и возвращающего зеркала 2 и обозначается как сигнальная волна $\dot{e}_S(t, r)$. Если опорная волна записывается в традиционной форме как

$$e_0(t, r) = E_0 \cos(\omega_0 t - kr + \varphi_1(t)),$$

то волна сигнальная $\dot{e}_S(t, r)$ содержит фазовые изменения вследствие колебаний резонатора:

$$e_S(t, r) = E_S \cos(\omega_0 t + m \cos \Omega t - kr + \varphi_2(t)),$$

где $\varphi_1(t)$, $\varphi_2(t)$ — фазовые набег в разных плечах интерферометра.

При согласовании фазовых фронтов опорной и сигнальной волн реализуется их простран-

ственная когерентность, поэтому пространственными и угловыми координатами в выражении для обеих волн можно пренебречь. Тогда можно считать, что на входе фотоприемника действует сумма двух сигналов $\dot{e}_\phi(t) = \dot{e}_0(t) + \dot{e}_S(t)$, а в отклике приемника на эту сумму следует выделить интермодуляционную составляющую $I_\phi \sim 2\eta\dot{e}_0(t)\dot{e}_S(t)$. Очевидно, что полезная компонента тока фотоприемника $I_\phi(t) = 0,25\eta P_0 \cos(m\cos\Omega t + \varphi(t))$, где η — чувствительность фотоприемника; $\varphi(t) = \varphi_2(t) - \varphi_1(t)$ — разность фаз; $m = 4\pi U/\lambda_0$ — индекс фазовой модуляции; U — амплитуда смещения на поверхности резонатора; λ_0 — длина оптической волны. Здесь предполагается, что $E_0 \approx E_S = 0,5\sqrt{P_0}$, где P_0 — мощность лазерного потока.

В общем случае спектр выходного сигнала фотоприемника зависит от разности фаз $\varphi(t)$ и при малом индексе модуляции $m \ll 1$ может быть представлен в форме

$$I_\phi = I_0 \{ (1 - 0,25m^2)\cos\varphi - m\cos\Omega t \sin\varphi - 0,25m^2\cos 2\Omega t \cos\varphi \},$$

где $I_0 = 0,25\eta P_0$. Характерно, что максимальное значение амплитуды гармоники Ω реализуется при $\varphi = \pi/2$, а при $\varphi \approx N\pi$ (N — целое число) амплитуда второй гармоники 2Ω уменьшается в $0,25m$ раз сравнительно с первой и появляется значительная по уровню постоянная составляющая. В процессе измерений разность фаз φ может заметно изменяться за счет локальных флуктуаций температуры, влажности, вибраций и пр. Значение разности фаз φ определяется оптическими длинами плеч интерферометра n_1L_1, n_2L_2 :

$$\varphi(t) = 2\pi(n_1L_1 - n_2L_2)/\lambda_0.$$

Кроме того, на разность фаз φ оказывают влияние пространственные и угловые рассогласования между опорным и сигнальным лучами [1].

Требования, предъявляемые к усилительной части устройства, заключаются в оптимальном выборе полосы пропускания Δf фотоприемного тракта и минимизации коэффициента шума предварительного усилителя N .

Минимальный уровень амплитуды смещения (чувствительность) U_m , который может фиксировать устройство, определяется уровнем собственных шумов, среди которых наиболее важными являются тепловые и дробовые компоненты шума. Мощность теплового шума P_T с учетом влияния предварительного усилителя может быть оценена как $P_T = 4NkT\Delta f$, где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура. Если положить $N = 10$, $T = 290$ К, $\Delta f = 50$ Гц, то $P_T = 8 \cdot 10^{-18}$ Вт, в то время как мощность дробово-

го шума $P_{др} = 2eI_0\Delta fR$, где e — заряд электрона; I_0 — полный ток фотоприемника, зависящий от мощности оптического сигнала на его входе. При условии, что $P_0 = 0,1$ мВт, $\eta = 0,2$ А/Вт, $R = 10^3$ Ом, $P_{др} = 6,4 \cdot 10^{-19}$ Вт, полная мощность шума составит $P_{ш} = 8,6 \cdot 10^{-18}$ Вт.

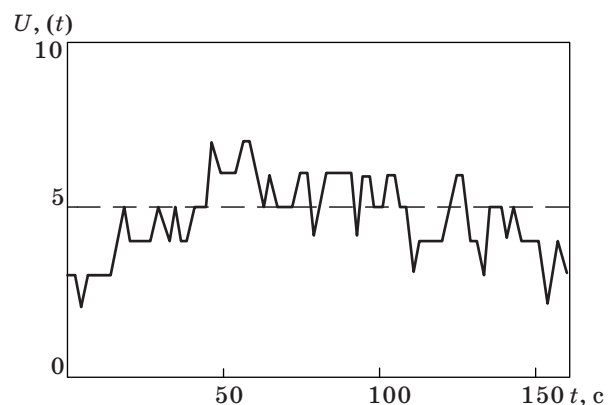
В этих условиях мощность сигнала P_c на выходе фотоприемника может быть определена как $P_c = 0,5 \cdot I_\phi^2 R = 0,5m^2\eta^2 P_0^2 R$. Если предположить, что сигнал должен превышать уровень полной мощности шума в 10 раз, то может быть найдена минимальная величина смещения U_m на поверхности резонатора, уверенно регистрируемая устройством. При выбранных значениях чувствительность интерферометра составляет $U_m = 10^{-12}$ м = $0,01$ Å, что соответствует акустической мощности в резонаторе $\sim 2,2$ мкВт.

В процессе исследования основной проблемой оказалась высокая нестабильность амплитуды отклика на экране анализатора спектра по нескольким причинам, которые зависят от параметров генератора и элементов схемы интерферометра (механических подвижек и лазера). Однако главным источником нестабильности следует считать флуктуации разности фаз $\varphi(t)$.

Подтверждением сказанного являются измерения, проведенные в стационарном состоянии механических подвижек, которые показали значительную нестабильность уровня выходного сигнала. Эюра колебаний уровня отклика на экране анализатора спектра в течение $\approx 2,5$ мин с шагом 2 с представлена на рис. 2.

В некоторые моменты времени выходной сигнал на резонансной частоте Ω резонатора полностью исчезал и при этом заметно возрастал уровень шума, по-видимому, за счет значительного увеличения дробовой компоненты.

Проведенные исследования показали принципиальную возможность использовать методы оптической интерферометрии для измерений относительных распределений амплитуды смеще-



■ Рис. 2. Временные флуктуации выходного сигнала интерферометра

ний резонатора. Оптический интерферометр позволяет реализовать наивысшую чувствительность при оптимальном выборе параметров устройства, но в то же время эта схема интерферометра обладает существенной нестабильностью в уровнях выходного сигнала, особенно если процесс измерения сопровождается механическими перемещениями элементов схемы.

Интерферометр с акустооптической ячейкой

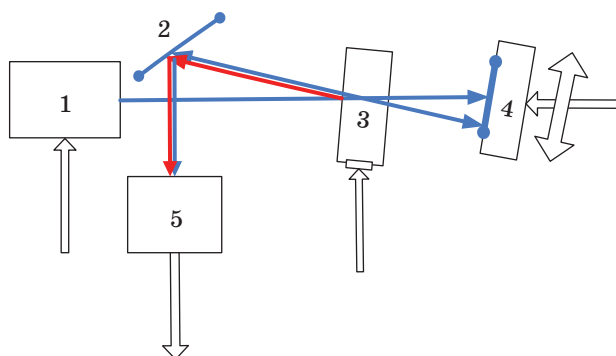
Традиционная схема интерферометра Майкельсона обладает рядом недостатков, причем наиболее важными являются существенная нестабильность уровня выходного сигнала при флуктуации разности фаз между оптическими сигналами и невозможность точного измерения индекса модуляции m .

Эти недостатки устраняются смещением частоты одного из взаимодействующих оптических пучков, например с помощью акустооптического модулятора (АОМ) [2]. При этом в плоскости фотоприемника формируется динамическое распределение поля, а спектр электрического сигнала на выходе фотоприемника формируется на частоте управляющего сигнала АОМ.

При включении следом за фотоприемником радиочастотного анализатора спектра можно быстро и точно определить индекс фазовой модуляции m . При этом на экране анализатора получается спектрограмма, характерная для ФМ-сигнала с малым индексом модуляции. При измерении отношения уровней центральной спектральной компоненты и одной из боковых вычисляется индекс фазовой модуляции в соответствии с соотношением

$$m = 2U_{\text{бок}} / U_{\text{центр}} = 4\pi U / \lambda_0.$$

Интерферометр с АОМ может быть построен по различным схемам. Один из вариантов использует в качестве опорного оптический пучок, отраженный от одной из граней АОМ (рис. 3). В этом



■ Рис. 3. Схема интерферометра с АОМ

случае АОМ используется только как устройство смещения частоты оптического излучения.

Управляющий сигнал с генератора поступает на АОМ 3, преобразуется в акустический сигнал, распространяющийся вдоль модулятора. Луч лазера 1, падая на АОМ, частично отражается от передней грани, тем самым образуя опорный пучок $e_0(t)$, и затем дифрагирует в среде АОМ. Отражаясь от резонатора 4, дифракционный луч $e_S(t)$ попадает на зеркало 2 и коллинеарно с отраженным пучком поступает на фотоприемник 5. Выходной сигнал фотоприемника поступает на вход радиочастотного анализатора спектра.

В этом случае опорный сигнал $e_0(t)$ формируется при отражении лазерного луча от передней грани АОМ в форме

$$e_0(t) = E_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_1(t)),$$

где $E_0 = g\sqrt{P_0}$, g — амплитудный коэффициент отражения оптической волны от передней грани АОМ ($g = 0,17$).

Сигнальная компонента $e_S(t)$ образована дифрагированным лучом, который отражается от колеблющейся поверхности резонатора и поэтому приобретает форму

$$e_S(t) = E_S \cos((\omega_0 - \omega_a)t + m \cos \Omega t + \varphi_2(t)),$$

где $E_S = \sqrt{\gamma P_0}$, γ — коэффициент, характеризующий эффективность акустооптического взаимодействия в АОМ ($\sqrt{\gamma} = 0,4 - 0,8$ в зависимости от уровня управляющего сигнала АОМ); ω_a — частота акустического сигнала, определяющая доплеровский сдвиг частоты оптического сигнала при дифракции на движущейся решетке, созданной акустической волной в среде АОМ.

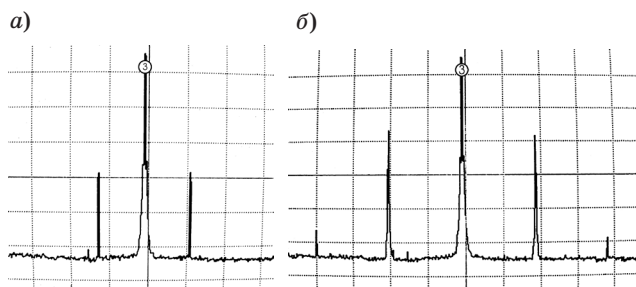
Для этой схемы комбинационная компонента тока фотоприемника представляет собой классический фазомодулированный сигнал

$$I_\varphi = I_0 \{ \cos(\omega_a t + \varphi) - 0,5m \sin((\omega_a + \Omega)t + \varphi) - 0,5m \sin((\omega_a - \Omega)t + \varphi) \},$$

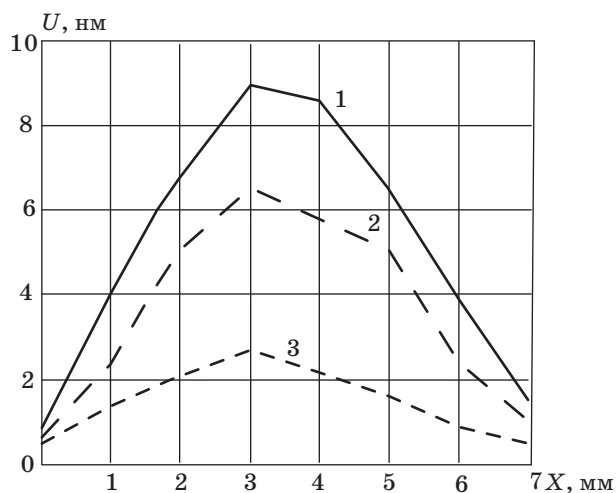
где $I_0 = \eta E_0 E_S = \eta g P_0 \sqrt{\gamma}$.

Амплитудный спектр этого сигнала практически не зависит от флуктуирующей разности фаз φ и позволяет достаточно точно измерять индекс фазовой модуляции m и амплитуду акустического смещения резонатора U .

Экспериментально наблюдаемые спектры для третьей (3062,68 кГц) и пятой (5075,45 кГц) гармоник кварцевого резонатора показаны на рис. 4. Масштаб по оси ординат — логарифмический, одна клетка — 10 дБ. Центральная частота спектра определяется частотой управляющего сигнала АОМ и составляет ~30 МГц. При значительном



■ **Рис. 4.** Спектры выходных сигналов интерферометра при возбуждении: а — третьей гармоники резонатора напряжением 0,4 В, $m = 0,044$, $U = 23 \text{ \AA}$; б — пятой гармоники резонатора напряжением 1 В, $m = 0,11$, $U = 58 \text{ \AA}$



■ **Рис. 5.** Пространственные распределения амплитуды смещений: 1 — вдоль диаметра резонатора; 2 — на 1 мм ниже центральной оси резонатора; 3 — на 2 мм ниже центральной оси резонатора

увеличении уровня центральной компоненты (более -10 дБм на входе анализатора спектра) проявляются нелинейные эффекты элементов приемного тракта.

При индексе модуляции $m = 0,11$ (см. рис. 4, б) наряду с основной парой боковых гармоник появляются высшие спектральные компоненты, уро-

вень которых определяется значением функции Бесселя второго порядка. Экспериментально измеренный минимальный уровень амплитуды упругого смещения составлял $0,2 \text{ \AA}$ при амплитуде сигнала на резонаторе ~ 4 мВ. Пространственные нормированные распределения амплитуды смещений поверхности кварцевого резонатора представлены на рис. 5.

Можно избавиться от механических перемещений резонатора, введя электронное сканирование оптического луча, если АОМ придать функции дефлектора. Однако в этом случае значительно уменьшается степень использования энергии оптического луча, снижается чувствительность устройства и возрастают вероятности возникновения погрешностей рассогласования при юстировке устройства.

Заключение

Схема интерферометра с использованием АОМ позволяет эффективно и точно измерять амплитуду упругого смещения и фиксировать пространственные распределения величины смещения по поверхности резонатора. Минимальный уровень экспериментально измеренной амплитуды смещения составлял $0,2 \text{ \AA}$, в то время как теоретический предел — $0,01 \text{ \AA}$. В процессе измерений распределений возможны рассогласования фазовых фронтов сигнального и опорного лучей, что связано с угловой нестабильностью устройств механического перемещения резонатора.

Литература

1. Tynes A. R., Bisbee D. L. Precise interferometry of glass plates // IEEE J. Quantum Electronics. Nov. 1967. Vol. QE-3. P. 459–463.
2. Whitman R. L., Laub L. J., Bates W. J. Acoustic surface displacement on a wedge-shaped transducer using an optical probe technique // IEEE transactions. 1968. Vol. SU-15. N 3. P. 186–189.

УДК 519.254

ЛОГИКО-ВЕРОЯТНОСТНЫЙ ПОДХОД К УПРАВЛЕНИЮ РИСКОМ И ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ В СТРУКТУРНО-СЛОЖНЫХ СИСТЕМАХ

В. В. Алексеев,
программный разработчик
Е. Д. Соложенцев,
доктор техн. наук, профессор
Институт проблем машиноведения РАН

Дается краткое описание логико-вероятностного подхода к управлению риском и эффективностью в структурно-сложных системах. Приводятся основные понятия, положения и принципы. Применение такого подхода рассмотрено на примере технической системы.

Ключевые слова — логическая модель, вероятностная модель, управление риском, управление эффективностью, структурно-сложная система, логико-вероятностный подход.

Введение

В настоящее время достаточно много внимания уделяется проблеме управления риском в технических, экономических, социальных и других системах. Однако часто риск в системе нельзя рассматривать в отрыве от эффективности ее функционирования. В самом общем случае эффективность — это уровень соответствия результатов какой-либо деятельности поставленным задачам, а риск — это возможность неуспеха этой деятельности. При этом неуспех может сопровождаться и другими неприятными последствиями: авариями, человеческими жертвами или просто материальными убытками.

Чем больше эффективность, тем больше риск. В то же время если стараться максимально снизить риск, эффективность может оказаться на неприемлемом уровне. Именно поэтому в процессе управления всегда необходимо учитывать оба эти параметра. Примеров существует достаточно много. При анализе деятельности предприятия эффективностью является приносимая прибыль, а риском — возможность понести убытки. При этом и на тот, и на другой параметр влияет множество взаимосвязанных факторов, таких как действия руководящего состава, действия конкурентов, рыночная конъюнктура и т. д. В инвестиционной деятельности рассматривается портфель, состоящий из акти-

вов, имеющих разные параметры, чья стоимость изменяется случайным образом под действием множества причин. Эффективностью и риском также являются прибыль и возможность убытков.

Приведенные системы характеризуются большим количеством элементов и связей, случайным характером изменения параметров. Для управления риском и эффективностью в таких системах, которые будем называть структурно-сложными, требуется адекватный математический аппарат. Предлагается рассматривать проблему на основе логико-вероятностного подхода (ЛВ-подхода) [1, 2] с использованием статистических данных мониторинга функционирования системы. За счет применения логико-вероятностного исчисления [2] расширяются возможности анализа параметров, влияющих на функционирование системы. Разные приложения требуют детальной разработки и имеют свою специфику. До настоящего времени для управления риском и эффективностью ЛВ-подход применялся главным образом в социально-экономических задачах. Его использование в проблеме управления риском портфеля ценных бумаг рассмотрено в работе [3]. Данная статья демонстрирует возможности применять ЛВ-подход для управления риском и эффективностью в технических системах на примере газоперекачивающего агрегата (ГПА).

Основы ЛВ-подхода к управлению риском и эффективностью

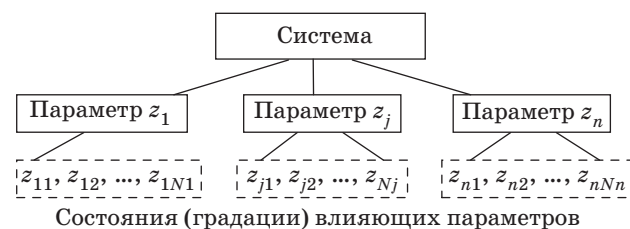
На поведение системы, ее эффективность и риск влияет множество параметров, называемых *влияющими*. Метод базируется на использовании статистических данных мониторинга функционирования системы. Представляются статистические данные в табличном виде (таблица). Каждой строке таблицы соответствует состояние системы, которое характеризуется значениями влияющих параметров и величиной эффективности. В таблице Z_{jt} — значение параметра j в состоянии t системы, Y_t — значение параметра эффективности в состоянии t . Влияющие параметры могут иметь разную природу, изменяться как непрерывно, так и иметь естественную дискретизацию.

Для использования ЛВ-подхода необходимо, чтобы все параметры имели конечные множества значений. Поэтому непрерывные параметры разбиваются на интервалы. После такого преобразования каждый из рассматриваемых параметров будет иметь набор состояний (или градаций) $r = 1, 2, \dots, N_j$. Эти состояния рассматриваются как логические переменные и обозначаются маленькими буквами. Переменная z_{jr} принимает значение 1, если параметр j принимает состояние r . В самом общем виде систему можно представить на рис. 1.

Как и влияющие параметры, система имеет конечное множество состояний:

■ Значения влияющих параметров и параметра эффективности

Номер состояния системы	Параметр 1 Z_1	...	Параметр j Z_j	...	Параметр n Z_n	Эффективность Y
1	Z_{11}	...	Z_{j1}	...	Z_{n1}	Y_1
...
t	Z_{1t}	...	Z_{jt}	...	Z_{nt}	Y_t
...
T	Z_{1T}	...	Z_{jT}	...	Z_{nT}	Y_T



■ Рис. 1. Структурная модель системы

$$N = N_1 \cdot N_2 \cdot \dots \cdot N_j \cdot \dots \cdot N_n, \quad (1)$$

где N_j — число состояний параметра j .

Такое рассмотрение позволяет решать задачи двух разных типов с разными логическими функциями. В обоих случаях риск определяется как вероятность перехода эффективности системы за пороговое значение.

1. Оценка вероятности того, что система примет то или иное состояние. В этом случае логическая функция имеет вид

$$y = z_1 \wedge z_2 \wedge \dots \wedge z_j \wedge \dots \wedge z_n. \quad (2)$$

Риск оценивается как интегральная характеристика множества состояний. Здесь предполагается, что для каждого состояния системы можно вычислить эффективность, т. е. имеется функциональная зависимость

$$Y_i = F(y_i) = F(z_{1r_1}, z_{2r_2}, \dots, z_{jr_j}, \dots, z_{nr_n}). \quad (3)$$

Этот тип задач решался при моделировании и оценке риска в инвестициях [3].

2. Оценка вероятности вкладов влияющих параметров в риск и эффективность. Здесь логическая функция непосредственно является сценарием неуспеха и формулируется следующим образом: «неуспех происходит из-за любого одного события, или двух, ..., или всех событий»:

$$y_f = z_1 \vee z_2 \vee \dots \vee z_j \vee \dots \vee z_n. \quad (4)$$

Задача сводится к определению вероятностей инициирующих событий. Этот подход имеет смысл, когда эффективность задается только по статистическим данным и ее невозможно вычислить по состояниям влияющих параметров. В этом случае основное внимание уделяется анализу влияния отдельных параметров и их градаций на риск и эффективность системы в целом. Данный тип задач рассмотрим на примере ГПА.

Анализ работы газоперекачивающего агрегата по данным мониторинга

Газоперекачивающие агрегаты используются на компрессорных станциях для повышения давления в системе магистрального газопровода. В системе «Газпрома» на 2002 г. общее число ГПА составляло 4039 шт.

Одним из параметров, характеризующих эффективность работы ГПА, является температура на выходе центробежного нагнетателя. Чем выше степень повышения давления, тем выше эта температура. Вместе с тем высокая температура газа приводит к усилению коррозии и эрозии, разру-

шающих внутреннюю стенку трубопровода. Также она может означать неудовлетворительное техническое состояние каких-то элементов ГПА (износ каналов, увеличение торцевых и осевых зазоров для перетекания газа в центробежном нагнетателе). Поэтому для анализа в качестве параметра эффективности выбрана именно температура газа T_{2g} на выходе ГПА.

В упрощенном виде принципиальная схема связи параметров газа в ГПА показана на рис. 2. Температура газа на выходе ГПА определяется следующей формулой, используемой при проектировании:

$$T_{2g} = T_{1g}(P_{2g}/P_{1g})^{(n-1)/n}, \quad (5)$$

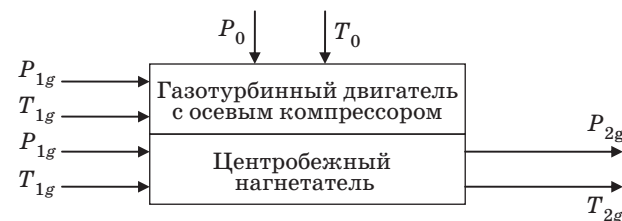
где n — показатель политропы сжатия газа, который является случайной величиной ($n = 1,2 \div 1,7$) и зависит от переменных формулы (5), от степени изношенности проточной части центробежного компрессора, от торцевых и осевых зазоров и т. д.

Каждое состояние ГПА определяется набором множества измеряемых параметров, среди которых:

- обороты центробежного нагнетателя;
- объемный расход газа;
- обороты турбины высокого и турбины низкого давления;
- P_0, T_0 — давление и температура окружающей среды;
- P_{1g}, T_{1g} — давление и температура газа на входе в ГПА;
- P_{2g}, T_{2g} — давление и температура газа на выходе компрессора и т. д.

Поскольку целью работы является изложение принципов ЛВ-подхода, то будем рассматривать только параметры газа на входе (P_{1g}, T_{1g}) и на выходе (P_{2g}, T_{2g}) центробежного компрессора. Эти параметры измеряются для всех работающих ГПА через каждые 2 ч и сохраняются в центральной базе данных. Для анализа использовались данные за 2007 г. по одному из таких ГПА.

В соответствии с основами подхода для влияющих параметров необходимо ввести конечные множества значений (состояний). Все состояния



■ Рис. 2. Схема связи параметров газа в ГПА

системы сортируются по возрастанию выбранного параметра эффективности T_{2g} . В качестве исследуемого события выберем событие превышения температуры допустимого уровня T_{ad} :

$$T_{2g} > T_{ad}. \quad (6)$$

Соответственно, все состояния правее этого уровня считаются опасными. На рис. 3 представлено дискретное распределение параметра T_{2g} и обозначено допустимое значение ($T_{2g} = 70^\circ\text{C}$).

По статистическим данным вычисляется риск превышения температурой порогового уровня:

$$Risk = N_{ad}/T, \quad (7)$$

где N_{ad} — число состояний в «хвосте» [для них выполняется условие (6)]; T — общее число состояний в статистике; для рассматриваемых статистических данных $Risk = 0,2$.

Анализ риска выполняется по средствам расчета вкладов градаций влияющих параметров в правый «хвост» распределения параметра эффективности, т. е. в возможность возникновения нежелательного события. Будем использовать:

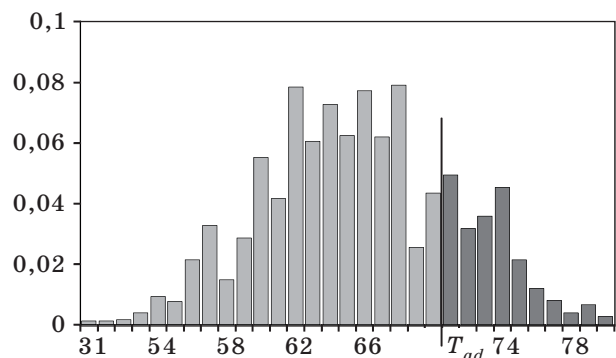
- 1) частотный анализ вкладов градаций параметров P_{1g}, T_{1g}, P_{2g} ;
- 2) вероятностный анализ вкладов градаций параметров P_{1g}, T_{1g}, P_{2g} .

В частотном анализе риска вклады определяются непосредственно по статистическим данным с использованием формулы

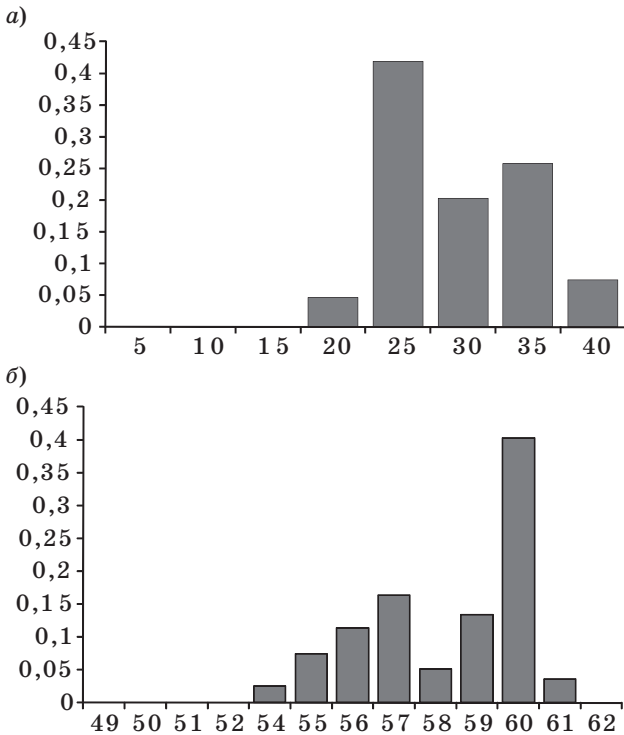
$$W_{jr} = \frac{N_{jr}^b}{N_{ad}}, \quad (8)$$

где N_{jr}^b — число опасных состояний, содержащих градацию r параметра j ; N_{ad} — число всех опасных состояний.

Эти вклады показывают степень влияния отдельных градаций на возможность возникновения нежелательного события (превышения порогового значения температуры T_{ad}). На рис. 4 при-



■ Рис. 3. Дискретное распределение параметра T_{2g}



■ Рис. 4. Вклады параметров T_{1g} (а) и P_{2g} (б) в правый «хвост» распределения параметра эффективности T_{2g}

ведены вклады параметров T_{1g} и P_{2g} . Видно, что возможность превышения выходной температурой порогового значения резко возрастает, если температура на входе ГПА T_{1g} становится выше 20°C либо выходное давление P_{2g} повышается до 60 кгс/см^2 .

В вероятностном анализе риска вклады определяются решением задачи классификации методом идентификации ЛВ-модели по статистическим данным. Логическая функция неуспеха (4) приводится в ортогональную форму

$$Y_f = z_1 \vee z_2 \overline{z_1} \vee z_3 \overline{z_2} \overline{z_1} \vee \dots, \quad (9)$$

которая позволяет подставлять вместо логических переменных вероятности соответствующих событий, а вместо конъюнкции и дизъюнкции — умножение и сложение. Таким образом, риск неуспеха при независимости влияющих параметров вычисляется с использованием вероятностного полинома:

$$Risk = p_1 + p_2(1 - p_1) + p_3(1 - p_2)(1 - p_1) + \dots \quad (10)$$

Каждому состоянию системы из статистических данных (см. таблицу) соответствует полином вида (10). Таким образом, имеется система вероятностных полиномов:

$$\begin{aligned}
 & p_{1r_1 \in N_1}^1 + p_{2r_2 \in N_2}^1(1 - p_{1r_1 \in N_1}^1) + \\
 & + p_{3r_3 \in N_3}^1(1 - p_{1r_1 \in N_1}^1)(1 - p_{2r_2 \in N_2}^1) + \dots = p^1; \\
 & \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\
 & p_{1r_1 \in N_1}^t + p_{2r_2 \in N_2}^t(1 - p_{1r_1 \in N_1}^t) + \\
 & + p_{3r_3 \in N_3}^t(1 - p_{1r_1 \in N_1}^t)(1 - p_{2r_2 \in N_2}^t) + \dots = p^t; \\
 & \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \\
 & p_{1r_1 \in N_1}^T + p_{2r_2 \in N_2}^T(1 - p_{1r_1 \in N_1}^T) + \\
 & + p_{3r_3 \in N_3}^T(1 - p_{1r_1 \in N_1}^T)(1 - p_{2r_2 \in N_2}^T) + \dots = p^T, \quad (11)
 \end{aligned}$$

где p_{jr} — вероятность, с которой градация параметра вызывает опасное состояние системы по условию (6); r — номер градации; j — номер параметра. Эти вероятности являются вкладами, которые необходимо определить. Находятся они решением задачи идентификации методом градиентов или случайного поиска [1].

Общее число состояний системы велико (1) и только часть из них реализована в статистике. Результаты вероятностного анализа позволяют оценить риск превышения пороговой температуры для состояний ГПА, которые не встретились в статистических данных. Чтобы сделать это, необходимо подставить вероятности p_{jr} , соответствующие градациям влияющих параметров, в (10). Этим вероятностный анализ риска отличается от частотного, который распространяется только на имеющуюся статистику.

Использование анализа риска по вкладам для диагностики в режиме эксплуатации

Частотные и вероятностные вклады могут использоваться для диагностирования ГПА. В процессе многолетней работы многие детали и узлы изнашиваются, и очевидно, что величины вкладов для нового и старого ГПА будут отличаться. Поэтому при наличии вкладов, рассчитанных для нового эталонного ГПА, можно сравнивать их с текущими вкладами. Значительное отклонение величины вкладов может указывать на поломку и служить основанием для ремонта ГПА. Существуют методы диагностирования ГПА по средствам сравнения реальных характеристик с эталонными [4], однако эти характеристики нельзя снять в условиях эксплуатации на компрессорной станции. Диагностирование по средствам вкладов выполнимо, поэтому такой относительно дешевый подход является вполне перспективным.

Заключение

Изложены основы ЛВ-подхода к управлению риском и эффективностью в структурно-сложных системах. Выделены два типа решаемых задач с разными логическими функциями.

Рассмотрена задача анализа риска и эффективности для такой сложной технической системы, как газоперекачивающий агрегат в системе газопроводов.

Описаны методы частотного и вероятностного анализа риска по вкладам градаций влияющих параметров в «хвост» параметра эффективности. Приведены примеры частотного анализа риска.

Обоснована перспективность использования частотного и вероятностного анализа риска для диагностики технических средств в режиме эксплуатации.

Литература

1. Соложенцев Е. Д. Сценарное логико-вероятностное управление риском в бизнесе и технике. 2-е изд. — СПб.: Бизнес-пресса, 2006. — 530 с.
2. Рябинин И. А. Надежность и безопасность структурно-сложных систем. — СПб.: Политехника, 2000. — 276 с.
3. Алексеев В. В., Соложенцев Е. Д. Логико-вероятностное моделирование риска портфеля ценных бумаг // Информационно-управляющие системы. 2007. № 6. С. 49–56.
4. Поляков Г. Н., Пиотровский А. С., Яковлев Е. И. Техническая диагностика трубопроводных систем. — СПб.: Недра, 1995. — 448 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 004.72

МОДЕЛЬ ПРЕДОСТАВЛЕНИЯ УСЛУГ ПО РАЗМЕЩЕНИЮ РЕСУРСОВ В КОРПОРАТИВНЫХ ЦЕНТРАХ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

Аль-Хаками Али Мохаммед Омар¹,
аспирант

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

Определяется эффективная архитектура центра обработки данных с помощью анализа соотношений между временем ответа на клиентский запрос, производительностью, показателем использования ресурса, размещаемого в центре обработки данных, и его пропускной способностью.

Ключевые слова — центр обработки данных, архитектура центра обработки данных, модель центра обработки данных, характеристики центра обработки данных.

Введение

С увеличением объемов баз данных благоприятной, развитием глобальных коммуникаций и электронной коммерции приобретенные пару лет назад компьютеры не справляются с новыми приложениями, а модернизация корпоративных серверов перерастает в дорогостоящую и трудоемкую процедуру. Не менее остро стоит задача обеспечения постоянного доступа к информации. Разрушительность последствий при возможной потере информации и доступа к ней диктует необходимость искать пути снижения такого риска.

Одним из наиболее эффективных механизмов решения этой проблемы является построение корпоративных центров обработки данных (ЦОД), в которых концентрируются важные вычислительные и информационные ресурсы, поддерживающие работу бизнес-приложений. Автор статьи попытался определить наилучшую архитектуру ЦОД, обеспечивающую минимальное время отклика на запрос клиента, не прибегая к масштабированию.

Рассмотрим ЦОД, в котором среднее время ответа на запрос клиента T больше, чем требуется. Пусть имеются некоторые возможности изменения параметров системы, приводящие к сниже-

нию T . Определим эффективную архитектуру ЦОД с помощью анализа соотношений между временем ответа, производительностью ЦОД, показателем использования ресурса и пропускной способностью ЦОД [1].

Обозначим через C пропускную способность ресурса в операциях в секунду. Пусть $1/\mu$ — среднее число операций, необходимых для выполнения задания. Обозначим через λ среднее число заданий, поступающих к ресурсу за единицу времени. Будем считать, что время ответа системы T равно времени между моментом поступления задания и моментом полного выполнения этого задания. Среднее время ожидания задания обозначим как W . Тогда $T = W + 1/\mu C$. Дисциплина обслуживания очереди — FIFO. Показатель использования ресурса $\rho = \lambda/\mu C$.

Модели предоставления услуг по размещению ресурсов в корпоративных центрах обработки данных

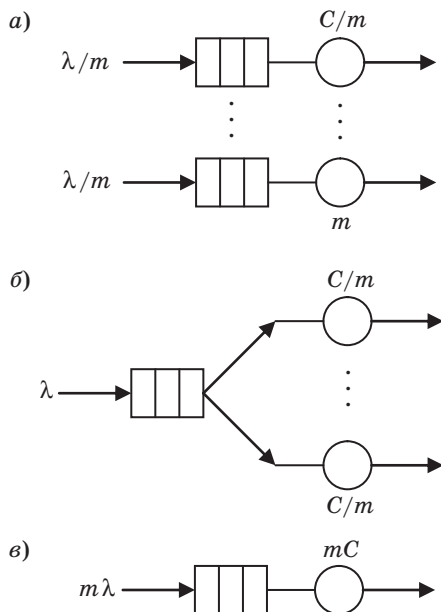
Оценим некоторые возможные структуры распределения ресурса и его коллективного использования [2, 3].

Рассмотрим первый вариант: совокупность m ресурсов, каждый из которых имеет пропускную способность C/m , что характерно для случая «новая задача — новый сервер». На каждый

¹ Научный руководитель — доцент кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича Т. М. Татарникова.

из этих ресурсов поступает поток заданий на выполнение работы с интенсивностью λ/m . Такая структура (рис. 1, а) соответствует набору m систем массового обслуживания (СМО) $G|G|1$ с суммарной пропускной способностью C . Эта система не эффективна, так как задания могут выстраиваться в очередь перед одним из ресурсов, в то время как какой-то другой ресурс будет простаивать. В связи с этим рассмотрим второй вариант, характерный для использования кластера компьютеров без виртуальных сред (рис. 1, б): одна очередь ко всему набору m ресурсов с суммарной интенсивностью λ , что моделируется СМО $G|G|m$.

Хотя система с единой очередью более эффективна, чем система с m разделенными средствами, все же остается некоторая нерациональность, когда очередь отсутствует, но не все ресурсы заняты. Чтобы преодолеть эту нерациональность, рассмотрим систему (рис. 1, в), где объединен как поток заданий, так и ресурсы, что моделируется СМО $G|G|1$ с интенсивностью потока на входе $m\lambda$ и пропускной способностью ресурса mC . Отличие системы с одним ресурсом состоит в том, что в ней интенсивность на входе и пропускная способность умножены на m при неизменном коэффициенте использования ρ . Такая система может быть реализована в виде кластера вычислительных устройств с развернутыми виртуальными средами, позволяющими максимально эффективно использовать имеющиеся ресурсы.



■ Рис. 1. Модели СМО предоставления услуг по размещению ресурсов в корпоративных ЦОД: а — m систем $G/G/1$; б — система $G/G/m$; в — система $G/G/1$

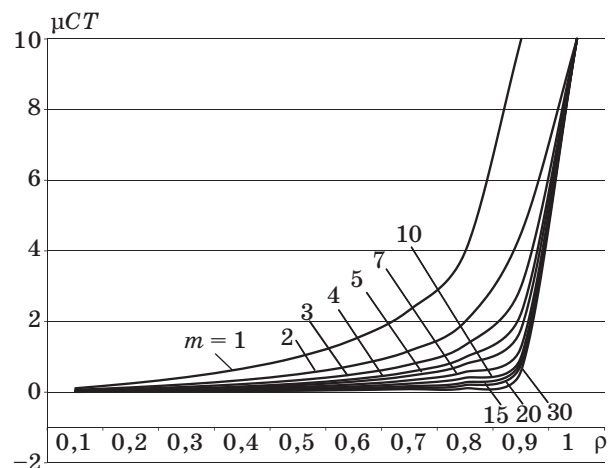
Для доказательства оптимальности данной архитектуры для ЦОД проведем анализ.

Среднее время ответа системы можно определить следующим образом:

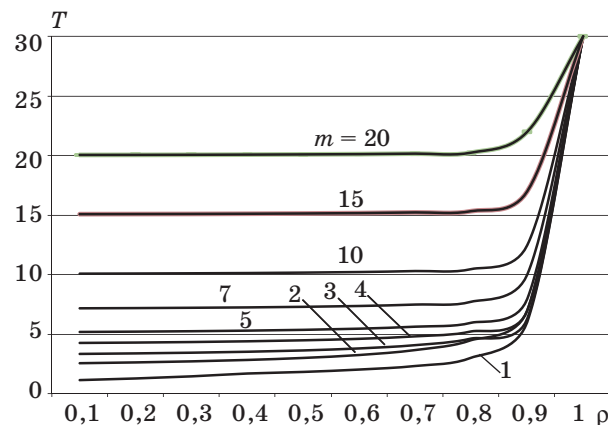
$$T = m\mu C + \rho m\mu C(1 - \rho). \quad (*)$$

Графики зависимостей нормированного среднего времени ответа от коэффициента использования ресурса для разных значений m (рис. 2) показывают, что кривые проходят через точку 0 при $\rho = 0$, так как в этой точке $p_m, m = 1, 2, \dots$ с ростом m при заданном значении ρ нормированная задержка быстро убывает, и при $m \rightarrow \infty$ кривые стремятся к прямой, описывающей детерминированную систему $D|D|1$, в которой очереди не образуются.

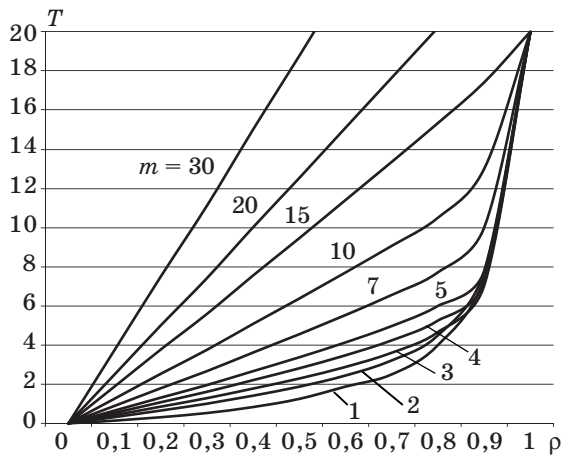
Для системы $M|M|m$ функция (*) представлена на рис. 3. Здесь предполагается, что суммарная пропускная способность удерживается постоянной ($C_0 = 1$) и делится поровну между m ресурса-



■ Рис. 2. Зависимость нормированного среднего времени ответа от коэффициента использования ресурса для разных значений m



■ Рис. 3. Зависимость среднего времени ответа от ρ при $\mu = \mu_0 = 1$ и $C = C_0 = 1$



■ Рис. 4. Среднее время ответа при фиксированной интенсивности поступления заявок

■ Показатель эффективности системы с одним ресурсом

ρ	$T = 1$	$T = 2$	$T = 3$	$T = 4$	$T = 5$
0,1	0,10	0,06	0,037	0,03	0,02
0,2	0,25	0,12	0,083	0,06	0,05
0,4	0,70	0,33	0,22	0,17	0,13
0,6	1,50	0,75	0,50	0,37	0,3
0,8	4,00	2,00	1,33	1,00	0,80
0,9	9,00	4,50	3,00	2,25	1,80

ми. Система показывает лучшие результаты по сравнению с первой системой (см. рис. 2), а именно время ответа возрастает с увеличением m при постоянном ρ . Это объясняется тем, что μC постоянно, и, меняя λ , можно менять ρ , т. е. нужно поддерживать постоянным λ , а не μC .

Для того чтобы допустить изменение ρ при изменении μC , положим $\lambda = \lambda_0 = 0,8$ (рис. 4). Имеет место увеличение времени ответа с ростом m при постоянном ρ , что также показывает преимуще-

ство одного ресурса по сравнению с множеством отдельных ресурсов, обладающих заданной суммарной пропускной способностью.

Эффективность системы можно продемонстрировать другим способом, если сосредоточить внимание на системе с одним ресурсом $M|M|1$ [3]. В таблице приведены значения эффективности системы — увеличение коэффициента использования с ростом масштабного коэффициента при постоянном среднем времени ответа. Представленная здесь функция является решением следующего уравнения относительно ρ :

$$\rho = \lambda T / (1 + \lambda T).$$

Заключение

Полученные результаты исследований говорят о том, что для больших систем $M|M|m$ можно получить выигрыш в среднем времени ответа, который пропорционален масштабному коэффициенту. При заданном масштабном коэффициенте система с единым ресурсом лучше, чем система с разделяемым ресурсом. В целом, улучшение среднего времени ответа системы можно получить при использовании большой системы коллективного использования с единым ресурсом.

Литература

1. Кормильцев А. И. Как построить оптимальную систему хранения данных // Сети и системы связи. 2002. № 11. С. 52–58.
2. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями: Пер. с англ. — М.: Мир, 1979. — 600 с.
3. Chakrvarthy S. The batch markovian arrival process: a review and future work // Advances in probability theory and stochastic processes. 2001. P. 21–39.

АБРАМОВ
Александр
Петрович



Доцент кафедры электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1968 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 1984 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных публикаций. Область научных интересов — акустоэлектроника и радиотехнические системы обработки сигналов.
Эл. адрес: alex2045@mail.ru

АКСЕНОВА
Елена
Алексеевна



Научный сотрудник Института прикладных математических исследований Карельского научного центра РАН. В 2004 году окончила математический факультет Петрозаводского государственного университета. В 2007 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Является автором 24 научных публикаций и двух учебных пособий. Область научных интересов — задачи оптимального управления динамическими структурами данных, динамическое распределение памяти, стеки, FIFO-очереди, приоритетные очереди.
Эл. адрес: aksenova@krc.karelia.ru

АЛЕКСЕЕВ
Вадим
Вячеславович



Программный разработчик лаборатории «Интегрированные системы автоматизированного проектирования» Института проблем машиноведения РАН. В 2004 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Системы автоматизированного проектирования». Является автором девяти научных публикаций. Область научных интересов — финансовые риски.
Эл. адрес: vadim_alexeev@mail.ru

АЛЬ-ХАКАМИ
Али
Мохаммед Омар



Гражданин Йемена. Аспирант кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». В 2006 году окончил магистратуру Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» по специальности «Информатика и вычислительная техника». Является автором восьми научных публикаций. Область научных интересов — телекоммуникационные технологии, WEB-технологии.
Эл. адрес: hakamic@yahoo.com

ВИНЕЛЬ
Алексей
Викторович



Старший научный сотрудник лаборатории информационных технологий в системном анализе и моделировании Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН. В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 30 научных публикаций. Область научных интересов — случайный множественный доступ, анализ и оценка производительности беспроводных сетей передачи данных.
Эл. адрес: vinel@ieee.org

ВОРОХОВСКИЙ
Яков
Леонидович



Генеральный директор ОАО «Морион», Санкт-Петербург, лауреат Государственной премии РФ. В 1972 году окончил физико-механический факультет Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина по специальности «Инженер-физик». В 1979 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных публикаций, в том числе одной монографии. Область научных интересов — пьезотехника, физическая акустика, радиоэлектроника.
Эл. адрес: weconf@home.ru

**ДРАЦ
Андрей
Владимирович**



Студент Петрозаводского государственного университета. Является автором двух научных публикаций.

Область научных интересов — задачи оптимального управления динамическими структурами данных, динамическое распределение памяти, стеки, FIFO-очереди, приоритетные очереди. Эл. адрес: adeon88@mail.ru

**КЛУДЗИН
Виктор
Владимирович**



Профессор кафедры электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заслуженный работник Высшей школы РФ.

В 1963 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектроника».

В 1989 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 100 научных публикаций, в том числе трех монографий.

Область научных интересов — акустооптические методы обработки радио и оптических сигналов, физическая акустика, волновая оптика, радиоэлектроника. Эл. адрес: weconf@home.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: nnk_k23@aanet.ru

**МАЛАХОВСКИ
Ян
Михайлович**



Магистрант кафедры компьютерных технологий Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. Область научных интересов — лямбда-исчисление, функциональное программирование, системы типов.

Эл. адрес: trojan@rain.ifmo.ru

**МИЛЕНИН
Артем
Анатольевич**



Аспирант кафедры информационных технологий в электромеханике и робототехнике Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2008 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Электромеханика».

Является автором четырех научных публикаций.

Область научных интересов — системы управления.

Эл. адрес: artem.milenin@gmail.com

**МИРОНОВ
Вячеслав
Иванович**



Профессор, ведущий научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН.

В 1962 году окончил Ростовское высшее артиллерийское инженерное училище им. М. И. Неделина.

В 1975 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 200 научных публикаций.

Область научных интересов — фундаментальные и прикладные исследования проблем комплексного моделирования, теории оптимального наблюдения и управления динамическими процессами, вычислительной математики, баллистики космических полетов и др.

Эл. адрес: mironuv@yandex.ru

МИРОНОВ
Юрий
Вячеславович



Старший научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН.

В 1987 году окончил Военный инженерный институт им. А. Ф. Можайского.

В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 60 научных публикаций.

Область научных интересов — фундаментальные и прикладные исследования проблем комплексного моделирования, теории оптимального наблюдения и управления динамическими процессами, вычислительной математики, баллистики космических полетов, статистического анализа характеристик сложных технических систем.

Эл. адрес: mironuv@yandex.ru

МОЛОТОК
Виктор
Васильевич



Главный научный сотрудник ОАО «Морион», Санкт-Петербург.

В 1976 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника».

В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 70 научных публикаций.

Область научных интересов — физика твердого тела, физическая акустика, пьезоэлектроника, акустооптика, радиоэлектроника.

Эл. адрес: vmolotok@yandex.ru

НОВИКОВ
Федор
Александрович



Заведующий лабораторией астрономического программирования Института прикладной астрономии РАН.

В 1974 году окончил математикомеханический факультет Ленинградского государственного университета.

В 1983 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук.

Является автором 40 научных публикаций.

Область научных интересов — прикладная математика, технологии программирования.

Эл. адрес: fedornovikov@rambler.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: kaf23@aanet.ru

ПРЕСЛЕНЕВ
Леонид
Николаевич



Доцент кафедры электроники и оптической связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1976 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника».

В 1983 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 80 научных публикаций.

Область научных интересов — волоконно-оптические системы передачи информации и датчики, акустооптические методы обработки информации.

Эл. адрес: weconf@home.ru

СЕНЧЕНКО
Юрий
Леонидович



Аспирант кафедры систем коммутации и распределения информации Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, руководитель проектов «НТЦ ПРОТЕЙ».

В 2007 году с отличием окончил Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.

Является автором семи научных публикаций. Область научных интересов — методы проектирования систем тарификации абонентов в сетях мобильной и фиксированной связи.

Эл. адрес: yuriy.senchenko@gmail.com

**СОВЕТОВ
Борис
Яковлевич**



Профессор, заведующий кафедрой автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», заслуженный деятель науки и техники РФ, действительный член Российской академии образования. В 1960 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В 1974 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 400 научных публикаций. Область научных интересов — информационные технологии. Эл. адрес: bysovetov@mail.ru

**СОКОЛОВ
Андрей
Владимирович**



Ведущий научный сотрудник Института прикладных математических исследований Карельского научного центра РАН. В 1974 году окончил факультет прикладной математики и процессов управления Ленинградского государственного университета. В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук. Является автором 64 научных публикаций. Область научных интересов — задачи оптимального управления динамическими структурами данных, динамическое распределение памяти, стеки, FIFO-очереди, приоритетные очереди. Эл. адрес: avs@krc.karelia.ru

**СОЛОЖЕНЦЕВ
Евгений
Дмитриевич**



Заведующий лабораторией интегрированных интеллектуальных систем автоматизированного проектирования Института проблем машиноведения РАН. В 1960 году окончил Харьковский политехнический институт. В 1983 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 180 научных публикаций. Область научных интересов — моделирование, анализ и управление риском на стадиях проектирования, испытаний и эксплуатации банковских, организационных, экономических и технических систем. Эл. адрес: karsol@sapr.ipme.ru

**ТИХОНОВА
Ульяна
Николаевна**



Аспирант кафедры прикладной математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, стажер-исследователь в лаборатории астрономического программирования Института прикладной астрономии РАН. В 2008 году окончила Санкт-Петербургский государственный политехнический университет по специальности «Прикладная математика и информатика». Является автором пяти научных публикаций. Область научных интересов — формализация знаний, UML, проблемно-ориентированные языки, теория трансляции, автоматное программирование. Эл. адрес: ulyana.tikhonova@gmail.com

**ЦЕХАНОВСКИЙ
Владислав
Владимирович**



Доцент кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», заслуженный деятель науки и техники РФ, действительный член Российской академии образования. В 1967 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В 1973 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 250 научных публикаций. Область научных интересов — информационные технологии. Эл. адрес: vvcehanovsky@mail.ru

**ЧЕРТОВСКОЙ
Владимир
Дмитриевич**



Профессор кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». В 1962 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В 2003 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 250 научных публикаций. Область научных интересов — адаптивное управление. Эл. адрес: vdchertows@mail.ru

ЧИЖОВ
Анатолий
Анатолевич



Доцент, докторант очной докторантуры Военной академии войсковой ПВО им. Маршала Советского Союза А. М. Василевского. В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности «Военная электроника, аппаратура комплексов военного назначения». Является автором 85 научных публикаций и четырех запатентованных изобретений. Область научных интересов — сверхрелеевское разрешение, оптимизация стохастических систем.
Эл. адрес: rtshouse@mail.ru

ШАЛЫТО
Анатолий
Абрамович



Заведующий кафедрой технологического программирования Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. Ученый секретарь НПО «Аврора». В 1971 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматика и телемеханика». В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 250 научных публикаций, трех монографий и 70 изобретений. Область научных интересов — системы логического управления, автоматное программирование.
Эл. адрес: shalyto@mail.ifmo.ru

ШИШЛАКОВ
Владислав
Федорович



Профессор кафедры информационных технологий в электромеханике и робототехнике Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1982 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения. В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных и учебно-методических публикаций, в том числе трех монографий. Область научных интересов — синтез нелинейных систем автоматического управления с различными видами модуляции сигнала.
Эл. адрес: kaf_32@aanet.ru

ЮСУПОВ
Рафаэль
Мидхатович



Член-корреспондент РАН, профессор, директор Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН, заслуженный деятель науки и техники РФ. В 1958 году окончил Ленинградскую военно-воздушную инженерную академию им. А. Ф. Можайского, в 1964 году — Ленинградский государственный университет. В 1968 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 350 научных публикаций. Область научных интересов — научные основы информатики, моделирование, теория управления, информационная и национальная безопасность, квалиметрия моделей.
Эл. адрес: spiiiran@ias.spb.su

УДК 629.191

Метод наименьших квадратов в задачах вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем

Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 2–6.

Рассматривается применение вариационного подхода для решения задач статистического оценивания параметров состояния нелинейных динамических систем по критерию наименьших квадратов. Обсуждаются вопросы регуляризации оценок.

Ключевые слова — статистическое оценивание, нелинейные динамические системы, критерий наименьших квадратов, регуляризация.

Список лит.: 11 назв.

УДК 612.8

Метод получения 3D-изображений, основанный на диффузном отражении света сканируемыми объектами

Красильников Н. Н. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 7–11.

Описан метод получения 3D-изображений объектов, основанный на том, что сила света, диффузно отражаемого сканируемыми объектами, зависит только от угла падения исходного луча на рассеивающую поверхность и от коэффициента ее отражения. Приводятся результаты экспериментальных исследований, подтверждающие эффективность рассмотренного метода.

Ключевые слова — 3D-изображения, 3D-сканирование, диффузное отражение.

Список лит.: 4 назв.

УДК 621.396.96

Аналитическая оценка эффективности разрешения групповых сосредоточенных целей проекционными методами

Чижов А. А. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 12–17.

Приведены аналитические зависимости, позволяющие оценить потенциальные возможности по разрешению групповых сосредоточенных целей проекционными методами при различном качестве априорной информации. Выделен ряд закономерностей, влияющих на эффективность решения обратной задачи группового рассеяния. Демонстрация отдельных закономерностей выполнена на простейшем примере разрешения парной цели.

Ключевые слова — обратная задача рассеяния, сверхрелеевское разрешение, групповая сосредоточенная цель, граница Крамера—Рао, разрешающая способность.

Список лит.: 16 назв.

UDK 629.191

A method of least squares in variation estimation problems of the conditions parameters of non-linear dynamic systems

Mironov V. I., Mironov Yu. V., Yusupov R. M. IUS, 2009. N 6. P. 2–6.

We review application of the variation approach for statistic estimation problems solution of non-linear dynamic systems by the criterion of minimum of least squares. The issues of regularization of marks appreciation are discussed.

Keywords — statistic estimation, non-linear dynamic systems, criterion of least squares, regularization.

Refs: 11 titles.

UDK 612.8

A method of 3D scanning based on scanned objects' light radiosity

Krasilnikov N. N. IUS, 2009. N 6. P. 7–11.

In this article, a method of 3D scanning, based on the fact that the intensity of the light produced by radiosity of the objects scanned, depends only on the hade of the original incident ray on disseminating surface and on the factor of its reflection, is reviewed. The results of experimental research that proves the efficiency of this method are presented.

Keywords — 3D images, 3D scanning, radiosity.

Refs: 4 titles.

UDK 621.396.96

Analytical estimation of multiple lumped targets resolution efficiency by means of projective methods

Chizhov A. A. IUS, 2009. N 6. P. 12–17.

Analytical dependences, allowing to estimate potential possibilities of multiple lumped targets resolution by means of projective methods at various quality levels of aprioristic information, are shown. A number of laws, influencing efficiency of solving the inverse problem of group dispersion, are singled out. Some particular patterns are demonstrated by a most simple example of pair target resolution.

Keywords — inverse problem of dispersion, super-resolution, multiple lumped target, Kramer—Rao border, resolution capacity.

Refs: 16 titles.

УДК 681.5

Проблемы адаптивного автоматизированного управления промышленным предприятием

Советов Б. Я., Цехановский В. В., Чертовской В. Д. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 18–24.

Рассматривается потребность, суть и место адаптации в современном автоматизированном управлении промышленным предприятием. Показана связь адаптивного и интеллектуального автоматизированного управления. Предложен составной метод адаптивного управления на основе методологии структурно-алгоритмического моделирования.

Ключевые слова — адаптивное управление, бизнес-процесс, подсистемное представление, процедурное представление, структурно-алгоритмическое моделирование, функциональное описание.

Список лит.: 18 назв.

УДК 681.5

Система автоматического управления ГЭС малой мощности методом частотного регулирования

Миленин А. А., Шишлаков В. Ф. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 25–29.

Приводится один из подходов к разработке системы управления гидроэлектростанцией малой мощности методом частотного регулирования. Дается сравнительный анализ с существующей системой управления методом управляемой нагрузки. Показано моделирование системы управления малой гидроэлектростанцией в MATLAB, Simulink.

Ключевые слова — малые ГЭС, частотное регулирование, моделирование, MATLAB.

Список лит.: 12 назв.

УДК 004.4'242

Реализация конечных автоматов на функциональных языках программирования

Малаховски Я. М., Шалыто А. А. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 30–33.

Рассматриваются вопросы реализации на функциональных языках программирования событийных структурных конечных автоматов, используемых в автоматном программировании. На примерах показаны решения, имеющие преимущества перед реализациями на императивных языках программирования.

Ключевые слова — конечные автоматы, функциональное программирование, Haskell.

Список лит.: 8 назв.

УДК 681.5

Problems of adaptive automated control of the industrial enterprise

Sovetov B. Ya., Tsekhanovskiy V. V., Chertovskoy V. D. IUS, 2009. N 6. P. 18–24.

The core nature, place of adaptation and corresponding requirements of modern automated control at the industrial enterprise are reviewed. A connection between adaptive and intellectual automated control is shown. A compound method of adaptive control based on structurally algorithmic modeling is offered.

Keywords — adaptive control, business process, subsystem representation, procedural presentation, structurally algorithmic modeling

Refs: 18 titles.

УДК 681.5

A system of small power hydro plant control by frequency regulation

Milenin A. A., Shishlakov V. F. IUS, 2009. N 6. P. 25–29.

The article presents a method of developing a control system of the small power hydro plant by frequency regulation. A comparative analysis of an existing control system that employs the method of the constant load is given. The results presented in the article are simulations done in Matlab, Simulink.

Keywords — small hydro power plants, frequency regulation, modeling, simulation, MATLAB.

Refs: 12 titles.

УДК 004.4'242

Automata implementation in functional programming languages

Malakhovskiy Ya. M., Shalyto A. A. IUS, 2009. N 6. P. 30–33.

This article discusses the problems of implementation of the Shalyto's finite state automata in functional programming languages. The advantages of proposed implementations over imperative implementations in traditional programming languages (C, Pascal) are shown.

Keywords — automata, functional programming, Haskell.

Refs: 8 titles.

УДК 004.434

Автоматный метод определения проблемно-ориентированных языков (Часть 1)

Новиков Ф. А., Тихонова У. Н. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 34–40.

Описывается новый метод определения синтаксиса и семантики проблемно-ориентированных языков с помощью диаграмм классов и диаграмм автоматов.

Ключевые слова — проблемно-ориентированный язык, абстрактный синтаксис, метамодель, автоматное программирование.

Список лит.: 8 назв.

УДК 004.7

Расчет вероятностно-временных характеристик протокола широкополосных передач в автомобильных сетях передачи данных

Винель А. В. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 41–45.

Обосновывается важность режима широкополосной рассылки периодических сообщений-маячков в автомобильных сетях передачи данных для обеспечения безопасности дорожного движения. Предлагается метод расчета вероятности успешного приема маячков в сети стандарта IEEE 802.11p. Расчет проводится в рамках допущений о произвольной интенсивности поступления маячков, а также отсутствия «скрытых» терминалов.

Ключевые слова — самоорганизующиеся автомобильные сети, активная дорожная безопасность, широкополосные передачи, сообщения-маячки, IEEE 802.11p.

Список лит.: 15 назв.

УДК 681.142.2+519.2

Оптимальное управление n FIFO-очередями на бесконечном времени

Аксенова Е. А., Соколов А. В., Драц А. В. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 46–54.

Исследуются методы представления n FIFO-очереди в памяти размером m единиц. Решаются задача оптимального разбиения памяти между очередями в случае последовательного циклического представления очередей и задача анализа связанного представления очередей. В качестве математических моделей предложены случайные блуждания по целочисленной решетке в различных областях n -мерного пространства. Задачи решаются с помощью аппарата регулярных цепей Маркова.

Ключевые слова — FIFO-очередь, связанный список, случайное блуждание, регулярные цепи Маркова.

Список лит.: 9 назв.

УДК 004.434

An automata based method for domain specific languages definition (Part 1)

Novikov F. A., Tikhonova U. N. IUS, 2009. N 6. P. 34–40.

A new method for domain specific language definition is proposed. The method allows to define both syntax and semantics with class and state machine diagrams.

Keywords — domain specific language, abstract syntax, metamodel, automata based programming.

Refs: 8 titles.

УДК 004.7

Computation of time probabilistic characteristics of broadcasting protocol for car-to-car communication

Vinell A. V. IUS, 2009. N 6. P. 41–45.

The importance of beaconing in car-to-car communications to ensure road safety is emphasized. A method to compute the probability of successful beacon reception in IEEE 802.11p network is presented. The derivations are conducted under the assumptions of arbitrary beacons arrival rate and the absence of «hidden» nodes.

Keywords — vehicular ad-hoc networks, active road safety, broadcast transmissions, beacons, IEEE 802.11p.

Refs: 15 titles.

УДК 681.142.2+519.2

Optimal control of the n FIFO-queues for infinity time

Aksenova E. A., Sokolov A. V., Drats A. V. IUS, 2009. N 6. P. 46–54.

In this article, we research methods of the n FIFO-queues allocation in the memory of m units size. The problem of optimal memory partitioning between queues in the case of consecutive circular implementation, as well as the problem of the analysis of linked list implementation are investigated. As mathematical models, we propose random walks into different areas of the n -measured space. The tasks are solved with the help of the apparatus of regular Markov's chains.

Keywords — FIFO-queue, linked list, random walk, regular Markov's chains.

Refs: 9 titles.

УДК 534.232.8:534.8

Акустоэлектронный фазовый демодулятор

Абрамов А. П., Петров П. Н. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 55–58.

Разработана и описана структурная схема акустоэлектронного фазового демодулятора. Рассмотрены топологии и характеристики основных элементов на поверхностных акустических волнах, входящих в состав демодулятора. Представлены результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова — поверхностная акустическая волна, функция угловой модуляции, фазовая демодуляция, встречно-штыревой преобразователь, дифференцирующий канал, акустоэлектронный интегратор радиосигналов.

Список лит.: 2 назв.

УДК 621.391.18

Оптимизация механизма тарификации в режиме реального времени в WLAN/UMTS-сетях

Сенченко Ю. Л. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 59–62.

Рассматривается механизм тарификации абонентов WLAN/UMTS-сетей в режиме реального времени на основе протокола Diameter, формулируется и решается задача выбора оптимальных параметров процесса тарификации.

Ключевые слова — WLAN/UMTS-сеть, тарификация в режиме реального времени, оптимизация.

Список лит.: 4 назв.

УДК 53.082.5; 681.787

Измерение амплитуды упругих смещений кварцевого резонатора

Вороховский Я. Л., Молоток В. В., Клудзин В. В., Пресленев Л. Н. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 63–66.

Анализируются и экспериментально исследуются две схемы оптического интерферометра, предназначенные для измерений пространственных распределений акустических смещений на поверхности кварцевого резонатора. Вводимая в схему интерферометра акустооптическая ячейка служит для смещения частоты оптического сигнала, что позволяет заметно повысить стабильность и надежность процесса измерений и оценивать абсолютное значение амплитуды акустических смещений на поверхности резонатора. Проведен анализ чувствительности интерферометра на основе оценки уровня шумов и оптимального выбора параметров устройства.

Ключевые слова — оптический интерферометр, акустооптическая ячейка, упругие смещения, опорная волна, спектр фазомодулированного сигнала, чувствительность устройства.

Список лит.: 2 назв.

УДК 534.232.8:534.8

An acoustoelectronic phase demodulator

Abramov A. P., Petrov P. N. IUS, 2009. N 6. P. 55–58.

A structural scheme of an acoustoelectronic phase demodulator is designed and described. The topology and features of the main components of the demodulator are discussed. The experimental research results are presented.

Keywords — surface acoustic wave, angle modulation function, phase demodulation, interdigital transducer, impulse response, differentiating channel, and radio signal's acoustoelectronic integrator.

Refs: 2 titles.

УДК 621.391.18

Optimization of the real time charging mechanism in WLAN/UMTS networks

Senchenko Yu. L. IUS, 2009. N 6. P. 59–62.

The real time charging mechanism in WLAN/UMTS networks, based on the Diameter protocol, is explored in the article. The optimization problem of choosing the best charging parameters is proposed and solved.

Keywords — WLAN/UMTS network, real time charging, optimization.

Refs: 4 titles.

УДК 53.082.5; 681.787

Measuring the elastic displacements amplitudes of the quartz resonator

Vorokhovskiy Ya, L., Molotok V. V., Kludzin V. V., Preslnev L. N. IUS, 2009. N 6. P. 63–66.

Two structures of the optical interferometers used for measuring space distributions of elastic displacement of the quartz resonator are analyzed and researched experimentally. The acousto-optic cell of interferometer is used for a frequency shift of the optical signal. This increases stability and reliability of the measurement processes and allows to evaluate the absolute values of the acoustic displacement amplitudes of the resonator. An analysis of the interferometer sensitivity was performed by evaluation of the noise level and optimal choice of the device parameters.

Keywords — optical interferometer, acousto-optic cell, elastic displacements, reference wave, Fourier image of phase modulated signal, device sensitivity.

Refs: 2 titles.

УДК 519.254

Логико-вероятностный подход к управлению риском и эффективностью в структурно-сложных системах

Алексеев В. В., Соложенцев Е. Д. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 67–71.

Дается краткое описание логико-вероятностного подхода к управлению риском и эффективностью в структурно-сложных системах. Приводятся основные понятия, положения и принципы. Применение такого подхода рассмотрено на примере технической системы.

Ключевые слова — логическая модель, вероятностная модель, управление риском, управление эффективностью, структурно-сложная система, логико-вероятностный подход.

Список лит.: 4 назв.

УДК 004.72

Модель предоставления услуг по размещению ресурсов в корпоративных центрах обработки данных

Аль-Хаками Али Мохаммед Омар. Информационно-управляющие системы, 2009. № 6. С. 72–74.

Определяется эффективная архитектура центра обработки данных с помощью анализа соотношений между временем ответа на клиентский запрос, производительностью, показателем использования ресурса, размещаемого в центре обработки данных, и его пропускной способностью.

Ключевые слова — центр обработки данных, архитектура центра обработки данных, модель центра обработки данных, характеристики центра обработки данных.

Список лит.: 3 назв.

УДК 519.254

A logical and probabilistic approach to risk and efficiency management in structural complex systems

Alexeev V. V., Solojntsev E. D. IUS, 2009. N 6. P. 67–71.

A brief description of a logical and probabilistic approach to efficiency and risk management in structural complex systems is given. Basic concepts and foundations are provided. An example of applying this approach to a technical system is given.

Keywords — logical model, probabilistic model, risk management, efficiency management, structural-complex system, logical-and-probabilistic approach.

Refs: 4 titles.

УДК 004.72

A model of placing resources granting services in corporate data-processing centres

Al-Hakami Ali Mokhamed Omar. IUS, 2009. N 6. P. 72–74.

We define the effectiveness of the architecture of data-processing centres by means of the parities analysis between, the time for the client inquiry, productivity, an indicator of resource use and data-processing, as well as its throughput.

Keywords — data-processing centre, architecture of a data-processing centre, model of a data-processing centre, the data-processing centre characteristic.

Refs: 3 titles.

СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА

«ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ»

ЗА 2009 г. [№ 1–6]

	№	Стр.
Абрамов А. П., Петров П. Н. Акустоэлектронный фазовый демодулятор	6	55
Абу Сара М. Р. Организация информационного обеспечения схемотехнических САПР	2	42
Абу Сара М. Р., Ларистов А. И., Лячек Ю. Т. Интегрированные базы данных в программных системах проектирования электронных схем	3	69
Аксенова Е. А., Соколов А. В., Драц А. В. Оптимальное управление n FIFO-очередями на бесконечном времени	6	46
Алексеев В. В., Соложенцев Е. Д. Логико-вероятностный подход к управлению риском и эффективностью в структурно-сложных системах	6	67
Алсынбаева Л. Г. Об одном подходе к автоматизированной генерации тестовых заданий для контента инструктивного типа	5	79
Аль-Хаками Али Мохаммед Омар. Модель предоставления услуг по размещению ресурсов в корпоративных центрах обработки данных	6	72
Артеменко Ю. Н., Городецкий А. Е., Дубаренко В. В., Дорошенко М. С., Кучмин А. Ю. Проблемы обработки и передачи информации в локальной вычислительной сети системы управления радиотелескопа	4	2
Баженов А. В., Афонин И. Е. Способ радиолокационного разрешения групповой воздушной цели	4	68
Балхарет А. А. Модуль оценки напряженности деятельности оператора	3	72
Безмен Г. В., Колесов Н. В. Функциональное диагностирование линейных динамических систем с использованием нечеткого анализа	5	67
Белобородова Н. А. Генетический алгоритм поиска оптимального варианта роста производства в экономике муниципального образования	4	53
Бестугин А. Р., Шаталова В. А. Статистические характеристики многомерных адаптивных фильтров ортогонализаторов	4	9
Брейман А. Д., Зерний А. Ю., Казьмин Б. В. Исследование проблем интеграции в распределенных системах унаследованных приложений с использованием асинхронного пи-исчисления	5	74
Бригов Г. С., Лупал А. В. Вероятностный анализ состояний idenf3-моделей технологических процессов	5	21
Бураков В. В. Модель качества программных средств	2	75
Бураков В. В. Управление качеством программных средств	5	43
Васильев А. Е., Криушов А. В., Шилов М. М. Инструментальные средства и методология подготовки специалистов в области встраиваемых интеллектуальных систем управления	4	43
Ведерников Ю. В. Метод многокритериального предпочтения сложных систем	1	52
Винель А. В., Тюрликов А. М., Федоров К. А. Использование последовательного погашения интерференции при организации случайного множественного доступа в централизованных сетях	2	46
Винель А. В. Расчет вероятностно-временных характеристик протокола ширококовещательных передач в автомобильных сетях передачи данных	6	41
Владимир Борисович Яковлев — ученый, педагог и организатор. К 75-летию со дня рождения	1	76
Волков В. Ю., Турнецкий Л. С. Пороговая обработка для сегментации и выделения протяженных объектов на цифровых изображениях	5	10
Волосков М. А., Прокаев А. Н. Модель принятия решения на поиск объекта в условиях неопределенности, основанная на нечеткой параметризации исходных данных	3	21
Воробьев С. Н., Гирина Н. В. Пересечение стационарных гауссовых последовательностей с случайными уровнями	3	7
Вороховский Я. Л., Молоток В. В., Клуздин В. В., Пресленев Л. Н. Измерение амплитуды упругих смещений кварцевого резонатора	6	63
Гулиев Я. И., Малых В. Л. Архитектура HL-X поддержки документов в медицинских информационных системах	2	63
Емельянов В. Ю., Лихолет Н. О., Шаров С. Н. Возможности сокращения трудоемкости статистического моделирования корреляционно-экстремальных систем	3	13
Ицъксон В. М., Моисеев М. Ю., Цескьо В. А., Захаров А. В., Ахин М. Х. Алгоритм интервального анализа для обнаружения дефектов в исходном коде программ	2	34
Кириллов А. Н. Метод динамической декомпозиции в моделировании систем управления со структурными изменениями	1	20
Койгеров А. С., Забузов С. А., Дмитриев В. Ф. Исследование корреляционного метода для решения задачи антиколлизии для систем радиочастотной идентификации на ПАВ	5	48
Костенко К. В., Шевцов В. Ф. Классификация объектов в сейсмических системах охраны	3	2
Красильников Н. Н. Метод получения 3D-изображений, основанный на диффузном отражении света сканируемыми объектами	6	7
Краснова А. И., Падерно П. И., Балхарет А. А. Модель оценки времени выполнения задачи в зависимости от изменения напряженности деятельности оператора	4	72
Кузин В. А., Бураков В. В. Способ автоматизации процесса рефакторинга	3	40
Лебедев И. С. Построение шаблонов кода по текстам спецификаций	5	39
Малаховски Я. М., Шалыто А. А. Реализация конечных автоматов на функциональных языках программирования	6	30
Миленин А. А., Шишлаков В. Ф. Система автоматического управления ГЭС малой мощности методом частотного регулирования	6	25
Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Метод наименьших квадратов в задачах вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем	6	2
Михайлова А. Г. Аппаратная реализация электрического импедансного томографа	1	71
Моисеев М. Ю. Итеративный алгоритм статического анализа для обнаружения дефектов в исходном коде программ	3	33
Молдовян Н. А., Доронин С. Е., Синев В. Е. Конечные расширенные поля для алгоритмов электронной цифровой подписи	1	33

Молдовяну П. А., Молдовян Н. А., Дернова Е. С., Костина А. А. Гомоморфизм конечных групп векторов малой размерности и синтез схем цифровой подписи	4	26
Молодяков С. А., Иванов С. И. Оптоэлектронный процессор для многоканального радиометра	2	10
Мочалов В. А. Алгоритмы оценки надежности структуры сенсорной сети	5	61
Небылов В. А. Методы и средства оптимизации режима посадки морского летательного аппарата	5	84
Новиков Ф. А., Тихонова У. Н. Автоматный метод определения проблемно-ориентированных языков (Часть 1)	6	34
Орлов Р. А. Некоторые особенности современной корпоративной борьбы	3	63
Переварюха А. Ю. Моделирование влияния скачкообразных изменений в онтогенезе на динамику системы запас-пополнение	2	28
Рзаев Р. Р., Алиев Э. Р. Агрегированная оценка работы служащих компании методом нечеткого вывода	4	59
Ронжин А. Л., Карпов А. А., Кагиров И. А. Особенности дистанционной записи и обработки речи в автоматах самообслуживания	5	32
Рыжиков Ю. И., Уланов А. В. Опыт расчета сложных систем массового обслуживания	2	56
Савищенко Н. В. Помехоустойчивость когерентного приема сигналов двоичной амплитудно-фазовой модуляции при неидеальной синхронизации (Часть 1)	3	49
Савищенко Н. В. Помехоустойчивость когерентного приема сигналов двоичной амплитудно-фазовой модуляции при неидеальной синхронизации (Часть 2)	4	33
Сальников В. А., Азаров В. Г. Проблема управления информатизацией в высшей школе и пути ее решения	2	70
Самохина М. А. Применение модификации криптосистемы Нидеррайтера для защиты информации при передаче видеоизображений	1	41
Санкин П. С., Литвинов М. Ю. Особенности оценки содержимого сжатого видеопотока	3	45
Свешников О. В. Компенсация влияния переотражений от подстилающей поверхности при автосопровождении морских объектов под крутыми углами визирования	5	56
Семенов Н. Н., Белов Б. П. Выбор типа зондирующего сигнала для активного гидролокатора с помощью теории передачи данных в каналах связи	1	47
Семенов С. Г. Применение адаптивных алгоритмов для моделирования передаточной функции вторичного канала систем активного гашения шума	2	24
Сиченко Ю. Л. Оптимизация механизма тарификации в режиме реального времени в WLAN/UMTS-сетях	6	59
Сергеев М. Б. Рецензия на книгу Н. Поликарповой, А. Шалыто «Автоматное программирование»	3	75
Смирнова Л. М. Комплексное поэтапное моделирование биотехнической системы при оценке эффективности и настройке протеза нижней конечности	3	28
Советов Б. Я., Цехановский В. В., Чертовской В. Д. Проблемы адаптивного автоматизированного управления промышленным предприятием	6	18
Стемпковский А. Л. XII Международная конференция DATE 2009	4	76
Степаня К. Б. Использование языка описания диаграмм	1	25
Струков Д. Р., Горюхов В. Л. Геоинформационные системы и многомерные статистические методы пространственного анализа для исследования заболеваемости	3	56
Суворов Н. Б., Божокин С. В. Информативность колебательных переходных процессов в электроэнцефалограмме человека	1	66
Тазетдинов А. Д. Технология структурирования и визуализации учебной информации в репетиторских системах	1	60
Тетерин Д. П. Синтез требований к бортовому информационно-измерительному и моделирующему комплексу	1	10
Тимофеев К. И., Астафуров А. А., Шалыто А. А. Наследование автоматных классов с использованием динамических языков программирования (на примере языка RUBY)	4	21
Тихонов Э. П. Модифицированные алгоритмы и классификация аналого-цифровых преобразователей. Часть 1: Параллельно-последовательные алгоритмы	1	2
Тихонов Э. П. Модифицированные алгоритмы и классификация аналого-цифровых преобразователей. Часть 2: Мажоритарные алгоритмы	2	17
Тихонов Э. П. Модифицированные алгоритмы и классификация аналого-цифровых преобразователей. Часть 3: Нейроподобные и другие варианты алгоритмов	5	2
Чижов А. А. Метод разрешения групповых сосредоточенных целей как пример преодоления фактора некорректности обратных задач	2	2
Чижов А. А. Аналитическая оценка эффективности разрешения групповых сосредоточенных целей проекционными методами	6	12
Шалыто А. А., Царев Ф. Н. Небывалая победа российской школы программирования!	4	75
Шереметов Л. Б. Децентрализованное управление адаптивными сетями поставок на основе теории коллективного интеллекта и агентной технологии. Часть 1: Модель сети поставок	4	13
Шереметов Л. Б. Децентрализованное управление адаптивными сетями поставок на основе теории коллективного интеллекта и агентной технологии. Часть 2: Многоагентная среда моделирования и оптимизации сетей поставок	5	14
Шишлаков В. Ф., Шишлаков Д. В., Цветков С. А. Исследование аномальных режимов работы автономной электроэнергетической установки	1	15
Шмидт И. А., Кавалеров Б. В., Один К. А., Шигапов А. А. Сопряжение программных сред в задачах моделирования и тестирования систем управления энергетическими газотурбинными установками	5	25
III Международный семинар по системам множественного доступа «MACOM-2010»	5	87
VIII Всероссийская научно-практическая конференция «ИТММ-2009»	4	77
Аннотации	1	81
Аннотации	2	83
Аннотации	3	80
Аннотации	4	83
Аннотации	5	93
Аннотации	6	80
Сведения об авторах	1	78
Сведения об авторах	2	79
Сведения об авторах	3	76
Сведения об авторах	4	78
Сведения об авторах	5	88
Сведения об авторах	6	75

**IV ВСЕРОССИЙСКАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ПЕРСПЕКТИВНЫХ МИКРО- и НАНО-
ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ – МЭС-2010»
4 – 8 октября 2010**

Место проведения: Подмосковье, санаторий РОП РФ «Истра»

Конференция посвящена актуальным вопросам автоматизации проектирования МЭС, систем на кристалле, IP-блоков и новой элементной базы микро- и наноэлектроники.

Организатор конференции

Институт проблем проектирования в микроэлектронике

Учредители конференции

Префектура Зеленоградского административного округа г. Москвы

Отделение нанотехнологий и информационных технологий РАН

Российский фонд фундаментальных исследований

Московский государственный университет имени М. В. Ломоносова

Южный федеральный университет

Направления работы

Теория проектирования микро- и наноэлектронных систем (МЭС).

Методы и средства автоматизации проектирования микро- и наноэлектронных схем и систем (САПР СБИС).

Опыт разработки цифровых, аналоговых, цифро-аналоговых, радиотехнических функциональных блоков СБИС.

Особенности проектирования СБИС для нанометровых технологий.

Системы на кристалле перспективной РЭА.

Во время работы конференции проводятся выставка и презентация коммерческих продуктов, а также форум диссертационных работ.

Рабочий язык конференции

Русский

Контрольные сроки

Прием докладов до 31 января 2010 г.

Информирование авторов о принятии до 12 апреля 2010 г.

Дополнительная информация и справки

Сайт конференции: www.mes-conference.ru