



Содержание

Редакционный совет:

В. М. Кутузов
(председатель)
М. Ю. Шестопалов
(заместитель председателя)
В. А. Мейев
(ответственный секретарь)
В. Н. Малышев
(«Радиоэлектроника
и телекоммуникации»)
А. В. Соломонов
(«Физика твердого тела
и электроника»)
М. С. Куприянов
(«Информатика, управление
и компьютерные технологии»)
В. В. Путов
(«Автоматизация и управление»)
Г. И. Прокофьев
(«Электротехника»)
Ю. В. Филатов
(«Приборостроение
и информационные
технологии»)
В. В. Шаповалов
(«Биотехнические системы
в медицине и экологии»)
С. А. Степанов
(«Управление качеством,
инновационный
и антикризисный менеджмент»)
О. Ю. Маркова
(«Гуманитарные науки»)
О. Г. Вендик
(«История науки,
образования и техники»)
Н. В. Лысенко
(«Современные технологии
в образовании»)

197376, Санкт-Петербург,
ул. Проф. Попова, 5
СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
Тел.: (812) 234-02-23

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

- Кершиш С. А.* Многочастотные резонаторы и фильтры на их основе 3
Мелехов Я. А., Орлов В. К. Филтрация относительных координат при коррелированных погрешностях измерений 7

ФИЗИКА ТВЕРДОГО ТЕЛА И ЭЛЕКТРОНИКА

- Александров О. В., Высоцкая С. А., Смирнов В. С.* Методики разделения заряда в МОП-транзисторах после ионизирующего облучения 16
Горяинов В. С., Бузников А. А., Черноок В. И. Возможность применения лидарных систем для контроля состояния природной среды 22
Вендик О. Г., Козлов Д. С. Адаптивная антенная решетка с возможностью подавления боковых лепестков для борьбы с помехами 31

ИНФОРМАТИКА, УПРАВЛЕНИЕ И КОМПЬЮТЕРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Холод И. И.* Способы параллелизации алгоритмов интеллектуального анализа 39
Холод И. И., Накидкин А. В. Параллельное выполнение алгоритмов интеллектуального анализа данных на основе асинхронного обмена сообщениями 47
Кириянчиков В. А., Романов А. С. Автоматизация генерации тестов программ по диаграммам последовательности 53
Куприянов М. С., Каршиев З. А. Формальная модель выполнения алгоритмов интеллектуального анализа 60
Куприянов М. С., Шичкина Ю. А. Применение теории графов для разработки прямого метода построения деревьев решений 68

АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ

- Калявин В. П., Бруслиновский Б. В., Та Тхань Хай.* Применение теории чувствительности функции передачи для разработки диагностического обеспечения исполнительного устройства гребной электрической установки переменного тока с асинхронным двигателем 75
Иванов А. В., Ваганов В. В., Котов А. К. Поиск эффективных производственных маршрутов производственных заказов в АСУ ТП полиграфического предприятия на основе методов комбинаторной оптимизации 81

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

- Галунин С. А., Никаноров А. Н., Муратов А. А., Блинов Ю. И., Орлов А. С.* Исследование методов управления температурным полем в системах нагрева алюминия перед прессованием 87
Белов М. П. Применение современных методов управления автоматизированными электроприводами промышленных механизмов и агрегатов 93
Филиппов И. Ф., Шамарина Е. А. О бескавитационном движении охлаждающей воды в каналах обмоток турбогенераторов с полным водяным охлаждением 100

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Коновалов С. И., Кузьменко А. Г. Исследование закономерностей изменения КПД широкополосного пьезопреобразователя от параметров, характеризующих потери 105
- Степанов Б. Г. О возможности компенсации упругих смещений в месте крепления стержневого преобразователя путем фазированного возбуждения его пьезосекций 111

БИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ В МЕДИЦИНЕ И ЭКОЛОГИИ

- Дмитревич Г. Д., Кормилицын О. П., Марков М. В. Сравнительный анализ программного обеспечения биомеханических систем кость-эндопротез 118

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ОБРАЗОВАНИИ

- Вишнякова Е. А., Исаев Ю. Н. Совершенствование организации целевого приема в учреждения высшего профессионального образования 122

УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ, ИННОВАЦИОННЫЙ И АНТИКРИЗИСНЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ

- Мардас А. Н., Суворов Н. Н. Корпоративная социальная ответственность и биржевой индекс устойчивого развития как факторы конкурентоспособности компании 126

ГУМАНИТАРНЫЕ НАУКИ

- Степанова Н. В. Лексико-фразеологические и семасиологические средства объективации концептов в английском экономическом дискурсе кризисных периодов 130
- Сведения об авторах 137
- Правила представления рукописей авторами 141

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45821 ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ «ПРЕССА РОССИИ». ТОМ 1 «ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ»

Подписка производится в любом почтовом отделении России

Журнал входит в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук (решение Президиума Высшей аттестационной комиссии Минобрнауки России от 19 февраля 2010 года № 6/6)

Учредитель:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ)
197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5
Тел.: (812) 346-44-87
Факс.: (812) 346-27-58

Свидетельство о регистрации

ПИ № ФС2-8390
от 04.12.2006 г. выдано
Управлением Федеральной службы по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу

Редакторы:

Э. К. Долгатов, Н. В. Лукина,
Т. А. Лунаева, И. Г. Скачек
Комп. верстка:
А. И. Рыбца, А. С. Судовцова

Подписано в печать 13.11.12.

Формат 60 × 84 1/8.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Гарнитура «Times New Roman».

Печ. л. 18,0.

Тираж 300 экз. (1-й завод 1–120 экз.)

Заказ 117.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5
Тел.: (812) 346-45-23
Тел. / факс: (812) 346-28-56



УДК 621.372.543.2

С. А. Кершис

МНОГОЧАСТОТНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ И ФИЛЬТРЫ НА ИХ ОСНОВЕ

Предложена и исследована новая топология многочастотного резонатора и фильтра на его основе. Новая структура фильтра может быть использована на СВЧ в качестве частотно-разделительных устройств систем GSM, GPS и ГЛОНАСС, а также для беспроводных сетей типа WLAN. Представлены частотные характеристики таких фильтров и даны рекомендации по выбору параметров отрезков линии передачи для реализации этих устройств на СВЧ.

Топология многочастотного резонатора, частотно-разделительные устройства, системы ГЛОНАСС и GPS

Задачи создания многоканальных фильтров на объемных или микрополосковых резонаторах для решения задач фильтрации и мультиплексирования сигналов в системах радионавигации и радиолокации с возможностью перестройки центральных частот и полос пропускания независимо друг от друга весьма актуальны для настоящего времени [1], [2]. В [3] предложена реализация и теоретическое обоснование двухчастотного фильтра на микрополосковых резонаторах. В настоящей статье результаты работы [3] обобщены на случай построения многочастотных фильтров с произвольным расположением полос пропускания.

Как и в случае двухчастотного фильтра, в многочастотном резонаторе для независимости положения центральных частот полос пропускания будем полагать, что проводники ступенчатых $\lambda/2$ разомкнутых резонаторов, настроенных на центральные частоты полос пропускания, пересекаются в одной точке, где потенциал электрического поля равен нулю на резонансных частотах, так чтобы изменение электрических параметров одного резонатора не влияло на распределение поля другого.

Описание топологии многочастотного резонатора. Для упрощения изложения рассмотрим простейшую топологию многочастотного резонатора на основе $\lambda/2$ микрополосковых резонаторов, схематическое изображение которой представлено на рис. 1.

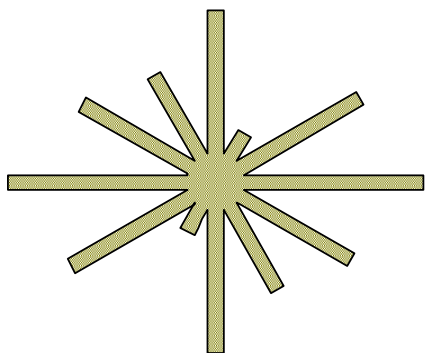


Рис. 1

Как видно из рис. 1, все проводники резонатора пересекаются в одной точке. Для того чтобы потенциал этой точки на резонансных частотах ω_{0i} был равен нулю, необходимо и достаточно, чтобы все ступенчатые резонаторы имели на резонансных частотах результирующую электрическую длину $\theta(\omega_{0i}) = \pi$ и точка пересечения точно лежала на оси симметрии каждого резонатора. Эти требования можно получить из распределения поля полуволнового резонатора, у которого ноль электрического поля наблюдается точно в центре резонатора.

Если все резонаторы соединить друг с другом именно этими точками, резонансные частоты (ω_{0i}) будут независимы. Симметричное с краев изменение формы одного резонатора для достижения желаемой центральной частоты и полосы не приведет к смещению резонансных частот остальных резонаторов.

Электрическая схема замещения резонаторов многочастотного фильтра. Для упрощения дальнейших выкладок будем полагать, что резонаторы многочастотного фильтра выполнены на однородных линиях с одинаковым волновым сопротивлением, каждая из которых имеет геометрическую длину $\lambda_{0i}/2$. Это позволяет каждый полуволновый резонатор разбить на два $\lambda/4$ отрезка линии передачи и все эти отрезки соединить в одной точке с нулевым потенциалом. Результаты затем можно будет обобщить на общий случай ступенчатых разомкнутых резонаторов.

Электрическую схему резонатора можно описать, используя $[A]$ -матрицы классической теории четырехполюсников, как показано на рис. 2.

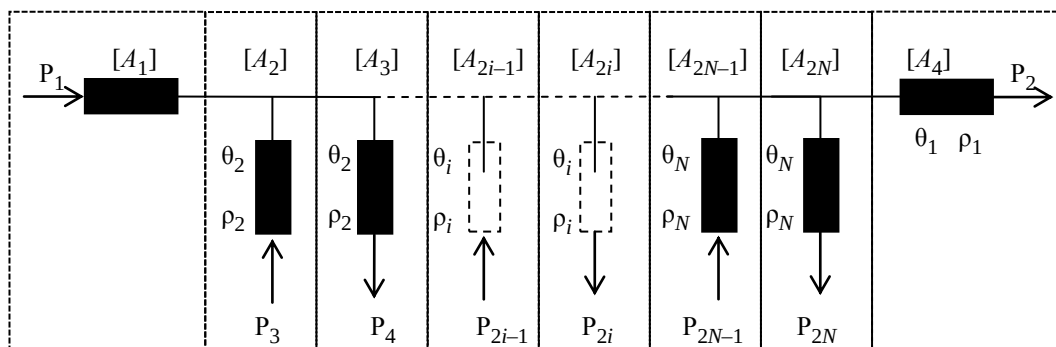


Рис. 2

Электрическая схема замещения на идеальных линиях такого резонатора для многочастотного фильтра показана на рис. 3.

На рис. 2 каждый $\lambda_{0i}/2$ резонатор представлен двумя каскадно включенными четырехполюсниками. Например, первый резонатор возбуждается портом P_1 , а выходным для него является порт P_2 и описывается матрицами $[A_1]$, $[A_4]$. В цепочке резонаторов i -й резонатор будет описываться матрицами $[A_{2i-1}]$, $[A_{2i}]$, а входным и выходным портами для него будут являться P_{2i-1} и P_{2i} . Здесь θ_i и ρ_i – эквивалентная электрическая длина и волновое сопротивление отрезка линии передачи для i -го резонатора.

Выражение для результирующей $[A]$ матрицы многочастотного резонатора запишется в виде

$$A = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdots A_{2i-1} \cdot A_{2i} \cdots A_4 . \quad (1)$$

Элементы $[A]$ -матрицы для первого резонатора имеют вид

$$A_1 = A_4 = \cos \theta_1 \begin{bmatrix} 1 & j \cdot \rho_1 \cdot \operatorname{tg} \theta_1 \\ j \cdot \operatorname{tg} \theta_1 / \rho_1 & 1 \end{bmatrix} . \quad (2)$$

Матрицы для остальных резонаторов имеют вид (см. рис. 2):

$$A_{2i-1} = A_{2i} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j \cdot \operatorname{tg} \theta_i / \rho_i & 1 \end{bmatrix} .$$

Как упоминалось ранее, разомкнутые резонаторы выбраны $\lambda/2$ для обеспечения нулевого потенциала поля в точке пересечения всех резонаторов. Следовательно, электрическая длина каждого из отрезков линии передачи i -го резонатора на своей резонансной частоте должна быть равна $\theta_i = \frac{\pi}{2}$. Если так, то матрица в (2) на частоте резонанса первого резонатора упростится к виду

$$A_1 = A_4 = \begin{bmatrix} 0 & j\rho_1 \\ \frac{j}{\rho_1} & 0 \end{bmatrix} .$$

Исходя из схемы, представленной на рис. 2, произведение остальных матриц на этой частоте, входящих в выражение (1), можно представить в виде произведения квадратов отдельных матриц, которые описывают i -й резонатор. В соответствии с этим перепишем (1) в виде

$$A = A_1 \cdot [A'_2] \cdot [A'_3] \cdots [A'_i] \cdots A_4 ,$$

где

$$[A'_i] = A_{2i-1} \cdot A_{2i}$$

и описывает произведения матриц отрезков линии передач, характеризующих i -й резонатор. Результат произведения этих матриц имеет вид

$$A'_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \operatorname{tg} \theta_i}{\rho_i} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \operatorname{tg} \theta_i}{\rho_i} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{2j \operatorname{tg} \theta_i}{\rho_i} & 1 \end{bmatrix} .$$

В результате перемножения квадратов всех матриц, описывающих i -й резонатор, можно заметить, что результирующая матрица может быть представлена как

$$[A''] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ A'_{21} & 1 \end{bmatrix} ,$$

где A'_{21} – коэффициент, зависящий от электрических параметров отдельных резонаторов.

Тогда результирующая матрица будет записана как

$$A = A_1 \begin{bmatrix} A'' \end{bmatrix} A_4 = \begin{bmatrix} 0 & j\rho_1 \\ \frac{j}{\rho_1} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ A'_{21} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & j\rho_1 \\ \frac{j}{\rho_1} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & j\rho_i & A'_{21} + j\rho \\ 0 & & -1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Коэффициент передачи для первого резонатора из (3) получим в виде

$$S_{21} = \frac{-2A_{21}}{|A| - A_{11} + A_{21} \quad A_{21} + A_{22}};$$

$$S_{21} = \frac{-2A_{21}}{1 - 1 + A_{21} \quad A_{21} - 1} = \frac{-2A_{21}}{1 - A_{21} - 1^2} = \frac{-2}{2 - A_{21}} = -1. \quad (4)$$

Из (4) следует, что коэффициент передачи для первого резонатора, а значит и его резонансная частота не зависят от параметров остальных резонаторов и его можно настраивать отдельно, симметрично с концов изменяя его длину.

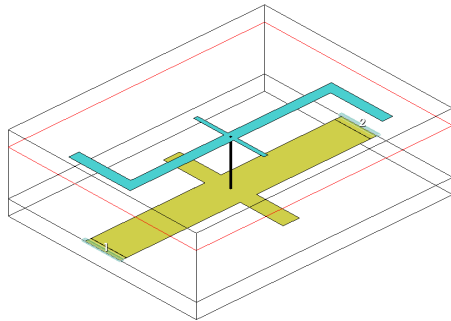


Рис. 3

Результаты моделирования. Для проверки полученных результатов было выполнено моделирование четырехчастотного резонатора, выполненного в двух слоях, схематическое изображение которого показано на рис. 3. Эквивалентная электрическая схема резонатора в пакете AWRDE представлена на рис. 4.

В результате моделирования четырехчастотного резонатора были получены характеристики коэффициентов передачи и отражения, показанные на рис. 5,

где отмечены характерные частоты, использующиеся в системах беспроводной связи.

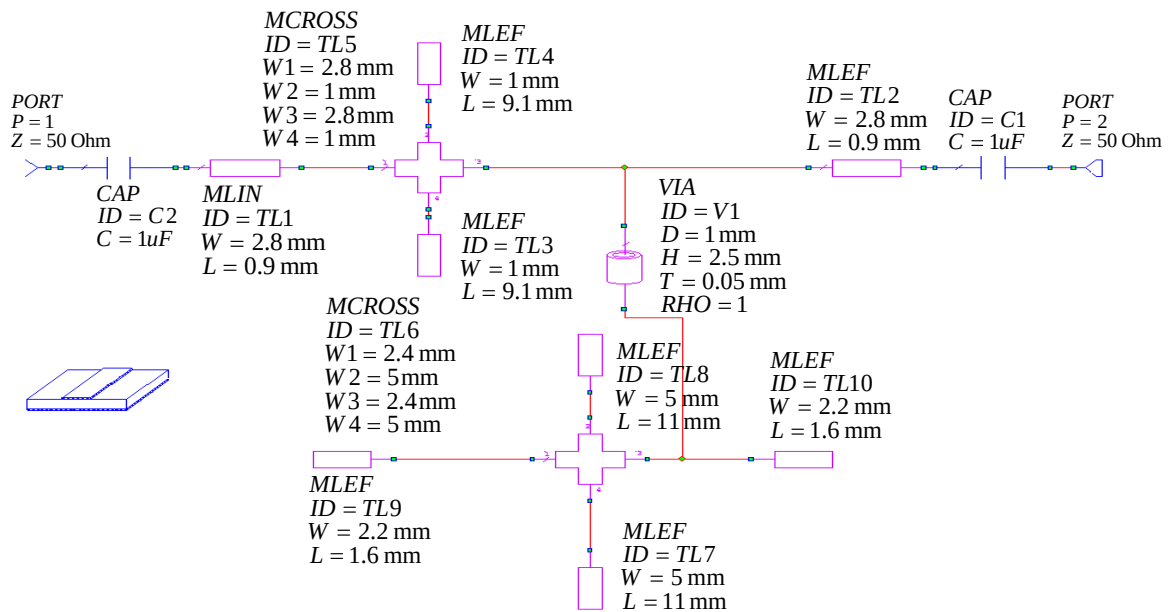


Рис. 4

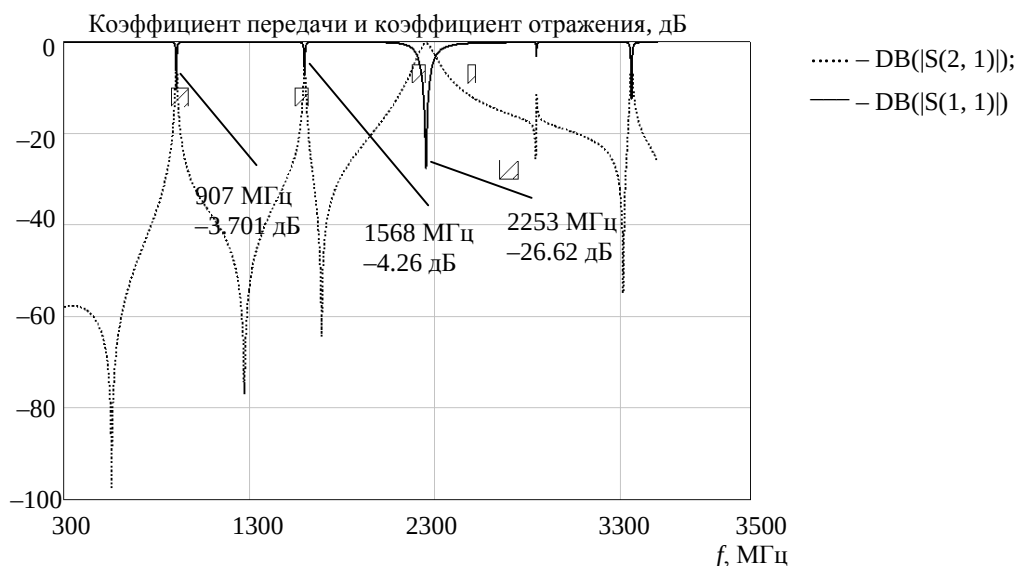


Рис. 5

Таким образом, разработана и исследована топология многочастотных резонаторов и фильтров на их основе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бабушкина О. А., Кершис С. А. СВЧ-фильтры высоких частот с широкой полосой задерживания/Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2011. Вып. 2. С. 8–12.
2. An UHF Duplexer of satellite Radio Navigation System GLONASS-GPS/O. A. Babushkina, A. A. Golovkov, S. A. Kershis, I. U. Pivovarov//Proceedings 21-th International Crimean Conference «Microwave & Telecommunication Technology». Sevastopol, 12–16 Sept. 2011.
3. Кершис С. А., Гомонова А. И. Микрополосковые резонаторы с некретными частотами и полосовые фильтры на их основе / Сб. тр. Всерос. конф. «Микроэлектроника СВЧ». СПб.: Изд-во ООО «Технолит», 2012. Т. 2. С. 175–178.

S. A. Kershis

MULTIFREQUENCY RESONATORS AND FILTERS ON THEIR BASIS

A new multifrequency resonator topology and filters on their basis are investigated and suggested. new filter structure might be used in uhf as a duplexer in gsm systems, glonass, gps and wlan. there are frequency response characteristics of that filters and recommendation to select right parameters for them and their realization.

Multifrequency resonator topology, duplexer, GLONASS and GPS systems

УДК 629.7.05

Я. А. Мелехов, В. К. Орлов

ФИЛЬТРАЦИЯ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ КООРДИНАТ ПРИ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОГРЕШНОСТЯХ ИЗМЕРЕНИЙ

Представлен алгоритм определения корреляционной матрицы погрешностей измерения относительных координат при групповом полёте летательных аппаратов. Приведены результаты работы трёх различных моделей фильтра Калмана в случае коррелированных погрешностей измерений.

Эфемериды навигационных спутников, матрица направляющих косинусов, коррелированная случайная величина, разложение Холецкого, фильтр Калмана

Использование алгоритмов вторичной обработки информации в системах относительной навигации требует задания корреляционной матрицы погрешностей определения относительных координат, получаемых путем обмена данными системой радионавигационных

спутников (СРНС). Целью работы является рассмотрение влияния корреляции ошибок измерения координат на результаты оптимальной фильтрации при групповом полёте летательных аппаратов (ЛА). Для данной конкретной задачи корреляционная матрица определяется двумя факторами. Первым из них является наличие корреляции погрешностей измерения координат на каждом из взаимодействующих ЛА, определяемой матрицей направляющих косинусов, т. е. геометрией расположения ЛА и рабочего созвездия [1]. Вторым фактором – корреляция погрешностей определения координат на взаимодействующих ЛА, возникающая при использовании единого рабочего созвездия ввиду наличия коррелированных составляющих погрешностей измерения псевдодальностей аппаратурой потребителя.

В статье рассмотрен алгоритм получения корреляционной матрицы погрешностей измерения относительных координат и скоростей ЛА посредством определения матрицы направляющих косинусов [2] и исследовано влияние взаимной корреляции ошибок измерения параметров на результаты оптимальной фильтрации.

Формальная постановка задачи. Задача получения корреляционной матрицы погрешностей измерения относительных координат сводится к определению матрицы направляющих косинусов, которая, в свою очередь, рассчитывается по эфемеридам навигационных спутников (НС) и координатам потребителя. Вследствие того, что ЛА по сигналам НС определяет свое пространственное местоположение и вектор скорости в геоцентрической системе координат (ГЦСК), а оценивание параметров относительного положения ЛА в группе производится в местной прямоугольной системе координат (МСК), связанной с данным ЛА, то для задач фильтрации необходимо произвести пересчёт корреляционной матрицы из ГЦСК в МСК.

Корреляционная матрица ошибок измерения координат в МСК. Измерение координат и составляющих вектора скорости потребителя в СРНС производится псевдодальномерным методом, основанным на измерениях псевдодальности D_i между i -м НС и потребителем. В предположении независимости и равноточности измерения псевдодальностей, корреляционная матрица ошибок $\mathbf{R}_d$ будет диагональной, на главной диагонали которой стоят дисперсии ошибок измерения псевдодальности σ_d^2 . Пересчёт $\mathbf{R}_d$ в корреляционную матрицу ошибок измерения координат одного ЛА в ГЦСК может быть осуществлён [1] по формуле

$$\mathbf{R}_{xyz} = \sigma_d^2 \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1^{-1}, \quad (1)$$

где σ_d^2 – дисперсия ошибки измерения псевдодальности потребителем; $\mathbf{H}_1$ – матрица направляющих косинусов для первого ЛА.

Формулы расчёта матрицы направляющих косинусов:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} -\cos \alpha_1 & -\cos \beta_1 & -\cos \gamma_1 & 1 \\ -\cos \alpha_2 & -\cos \beta_2 & -\cos \gamma_2 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -\cos \alpha_N & -\cos \beta_N & -\cos \gamma_N & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где

$$\cos \alpha_i = \frac{X_i - X_{ac}}{D_{iac}}, \quad \cos \beta_i = \frac{Y_i - Y_{ac}}{D_{iac}}, \quad \cos \gamma_i = \frac{Z_i - Z_{ac}}{D_{iac}};$$

$$D_{iac} = \sqrt{(X_i - X_{ac})^2 + (Y_i - Y_{ac})^2 + (Z_i - Z_{ac})^2}.$$

Здесь X_i, Y_i, Z_i – координаты спутников в ГЦСК; X_{ac}, Y_{ac}, Z_{ac} – координаты ЛА. Определение координат спутников осуществлялось по приближённым уравнениям их возмущённого движения в ГЦСК. Более подробную информацию можно найти в [2].

Относительные координаты объекта ЛА₂ определяются на объекте ЛА₁ вычитанием координат ЛА₂, получаемых по каналу информационного обмена, из собственных координат, получаемых по сигналам НС:

$$x = X_2 - X_1, \quad y = Y_2 - Y_1, \quad z = Z_2 - Z_1.$$

При совпадении рабочих созвездий, по которым определяются координаты на двух ЛА, с учетом (1) матрица погрешностей измерения относительных координат в ГЦСК определяется следующим выражением:

$$\mathbf{R}_{xyz} = \sigma_d^2 \left[\mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1^{-1} + \mathbf{H}_2^T \mathbf{H}_2^{-1} \right],$$

где матрицы направляющих косинусов $\mathbf{H}_1$ и $\mathbf{H}_2$ вычисляются в соответствии с (2) для ЛА₁ и ЛА₂ соответственно.

Для получения корреляционной матрицы ошибок измерения в МСК первого ЛА необходимо $\mathbf{R}_{xyz}$ умножить на матрицу Якоби преобразования ГЦСК в МСК. В данном конкретном случае матрица Якоби определяется матрицей поворота (перехода) из ГЦСК в МСК, которая, в свою очередь, может быть рассчитана как

$$\mathbf{C}_{МСК} = \begin{bmatrix} -\sin \lambda_0 & -\sin \lambda_0 & 0 \\ -\sin \varphi_0 \cos \lambda_0 & -\sin \varphi_0 \sin \lambda_0 & \cos \varphi_0 \\ \cos \varphi_0 \cos \lambda_0 & \cos \varphi_0 \sin \lambda_0 & \sin \varphi_0 \end{bmatrix},$$

т. е. $\mathbf{J}_{МСК} = \mathbf{C}_{МСК}$.

Таким образом, выражение для корреляционной матрицы ошибок второго ЛА в СК первого ЛА может быть представлено в виде

$$\mathbf{R}_{МСК} = \mathbf{J}_{МСК} \sigma_d^2 \left[\mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1^{-1} + \mathbf{H}_2^T \mathbf{H}_2^{-1} \right] \mathbf{J}_{МСК}^T.$$

Описание проведения эксперимента. Методика эксперимента представлена на рис. 1. На передающей стороне белый гауссовский шум (БГШ) с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией подвергается преобразованию, результатом которого является набор коррелированных случайных величин с заданной корреляционной матрицей.

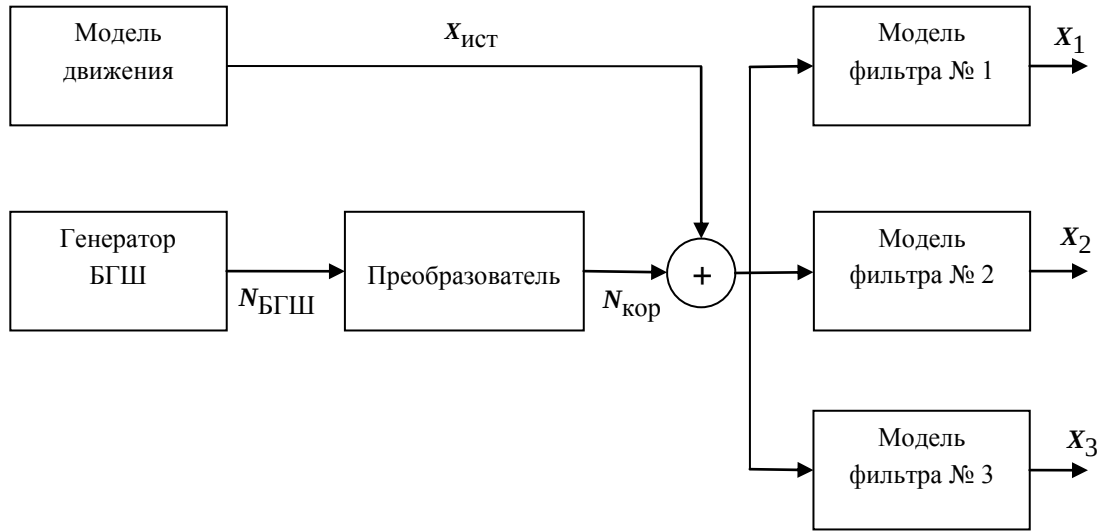


Рис. 1

Затем отсчёты шума смешиваются с истинными значениями координат и скоростей, рассчитанными для конкретной модели движения группы ЛА. В работе рассматривается прямолинейное равномерное движение. На приёмной стороне располагаются три независимые модели фильтра Калмана, на выходе которых получают оценки измеряемых параметров.

В качестве первой модели выступает фильтр, в котором производится учёт взаимной корреляции шумов измерения координат и скоростей. Таким образом, для данного фильтра выражение для матрицы $\mathbf{R}$ может быть представлено как

$$\mathbf{R}_I = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{xyz}^I & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_v^I \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{R}_{xyz}^I$, $\mathbf{R}_v^I$ – корреляционные матрицы шумов измерения координат и скоростей, в общем случае, описываемые уравнениями

$$\mathbf{R}_{xyz}^I = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & c_1\sigma_x\sigma_y & c_2\sigma_x\sigma_z \\ c_1\sigma_x\sigma_y & \sigma_y^2 & c_3\sigma_y\sigma_z \\ c_2\sigma_x\sigma_z & c_3\sigma_y\sigma_z & \sigma_z^2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_v^I = \begin{bmatrix} \sigma_{v_x}^2 & c_4\sigma_{v_x}\sigma_{v_y} & c_5\sigma_{v_x}\sigma_{v_z} \\ c_4\sigma_{v_x}\sigma_{v_y} & \sigma_{v_y}^2 & c_6\sigma_{v_y}\sigma_{v_z} \\ c_5\sigma_{v_x}\sigma_{v_z} & c_6\sigma_{v_y}\sigma_{v_z} & \sigma_{v_z}^2 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, матрица $\mathbf{R}_I$ является блочно-диагональной, с размерами 6×6 и изменяющейся во времени.

Вторая модель является упрощением первой модели. Корреляционная матрица ошибок измерения представляется так же, как и $\mathbf{R}_I$, только матрицы $\mathbf{R}_{xyz}^I$ и $\mathbf{R}_v^I$ являются диагональными, то есть

$$\mathbf{R}_{xyz}^{\Pi} = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_z^2 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_v^{\Pi} = \begin{bmatrix} \sigma_{v_x}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{v_y}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{v_z}^2 \end{bmatrix}.$$

Матрица $\mathbf{R}_{\Pi}$ аналогично матрице $\mathbf{R}_I$ меняется в каждый момент времени, в который производится измерение.

В отличие от первых двух моделей матрица $\mathbf{R}_{\text{III}}$ третьей модели является диагональной и не изменяющейся со временем. Коэффициенты, стоящие на главной диагонали, получаются усреднением соответствующих коэффициентов диагональных матриц $\mathbf{R}_{xyz}^{\Pi}$ и $\mathbf{R}_v^{\Pi}$ по всей длительности полёта, то есть

$$\mathbf{R}_{xyz}^{\text{III}} = \begin{bmatrix} \overline{\sigma_x^2} & 0 & 0 \\ 0 & \overline{\sigma_y^2} & 0 \\ 0 & 0 & \overline{\sigma_z^2} \end{bmatrix}, \mathbf{R}_v^{\text{III}} = \begin{bmatrix} \overline{\sigma_{v_x}^2} & 0 & 0 \\ 0 & \overline{\sigma_{v_y}^2} & 0 \\ 0 & 0 & \overline{\sigma_{v_z}^2} \end{bmatrix}.$$

Для сравнения качества фильтрации использовалась следующая характеристика:

$$\sigma_c = \sqrt{\overline{\Delta \hat{x}^2} - \overline{\Delta \hat{x}}^2}. \quad (3)$$

Здесь $\overline{\Delta \hat{x}^2} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{X}_i - X_{\text{ист}}^2$, $\overline{\Delta \hat{x}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{X}_i - X_{\text{ист}}$, где N – количество экспериментов (полётов); $X_{\text{ист}}$ – теоретические (истинные) значения измеряемого параметра; $\hat{X}_i$ – оценка.

Формирование шумов измерения по заданной корреляционной матрице. Конкретизируем задачу, которую необходимо решить. Требуется получить вектор случайных величин $\mathbf{X} = [X_1, \dots, X_n]$, который подчиняется следующему закону:

$$\mathbf{X} \sim N(0, \mathbf{R}),$$

где $\mathbf{R}$ – заданная корреляционная матрица случайного вектора.

Так как корреляционная матрица является симметричной и положительно-определённой, то для неё справедливо разложение Холецкого:

$$\mathbf{R} = \mathbf{L}\mathbf{L}^T,$$

где $\mathbf{L}$ – нижняя треугольная матрица со строго положительными элементами на диагонали; $\mathbf{L}^T$ – верхняя треугольная матрица, то есть

$$\mathbf{R} = \mathbf{L}\mathbf{L}^T = \begin{pmatrix} L_{11} & 0 & 0 \\ L_{21} & L_{22} & 0 \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_{11} & L_{21} & L_{31} \\ 0 & L_{22} & L_{32} \\ 0 & 0 & L_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11}^2 & L_{21}L_{11} & L_{31}L_{11} \\ L_{21}L_{11} & L_{21}^2 + L_{22}^2 & L_{31}L_{21} + L_{32}L_{22} \\ L_{31}L_{11} & L_{31}L_{21} + L_{32}L_{22} & L_{31}^2 + L_{32}^2 + L_{33}^2 \end{pmatrix},$$

то есть

$$\begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} \\ R_{12} & R_{22} & R_{23} \\ R_{13} & R_{23} & R_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{11}^2 & L_{21}L_{11} & L_{31}L_{11} \\ L_{21}L_{11} & L_{21}^2 + L_{22}^2 & L_{31}L_{21} + L_{32}L_{22} \\ L_{31}L_{11} & L_{31}L_{21} + L_{32}L_{22} & L_{31}^2 + L_{32}^2 + L_{33}^2 \end{pmatrix}.$$

Приравняв соответствующие коэффициенты матриц, определим $\mathbf{L}$:

$$L_{11} = \sqrt{R_{11}}, \quad L_{21} = \frac{R_{12}}{L_{11}}, \quad L_{22} = \sqrt{R_{22} - L_{21}^2} \text{ и т. д.}$$

Таким образом, вектор коррелированных случайных величин $\mathbf{X}$ может быть получен как произведение матрицы $\mathbf{L}$ и вектора независимых случайных величин с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией, то есть

$$\mathbf{X} = \mathbf{L}\mathbf{Z},$$

где $\mathbf{L}$ – нижняя треугольная матрица, полученная с помощью разложения Холецкого; $\mathbf{Z}$ – вектор независимых случайных.

Результаты фильтрации. Фильтрация проводилась при различных значениях интенсивности (дисперсии) манёвра σ_q^2 и стандартных значениях СКО измерения псевдодальностей и скоростей аппаратурой потребителя [1], т. е. $\sigma_d = 6$ м; $\sigma_v = 0.09$ м/с. Определение оптимального значения σ_q^2 является важной задачей: с одной стороны, при достаточно малом значении данного параметра фильтр будет сильно сглаживать влияние шумов, эллипс ковариации будет малым, это приведёт к тому, что в случае наличия манёвра, ошибка фильтрации станет большой; с другой стороны, при его большом значении дисперсия ошибки фильтрации при манёвре уменьшится, но возрастет ошибка при прямолинейном движении (оценки фильтрации будут практически совпадать с измеренными значениями). В ходе исследования было установлено, что для конкретной модели движения оптимальным значением данного параметра является 10^{-6} .

Результаты работы трёх независимых моделей фильтров представлены на рис. 2–7 (a – зависимость СКО ошибки фильтрации согласно формуле (3) от времени на всей длительности полёта; b – увеличенный масштаб участка графика a , на котором результаты трёх моделей фильтров различны).

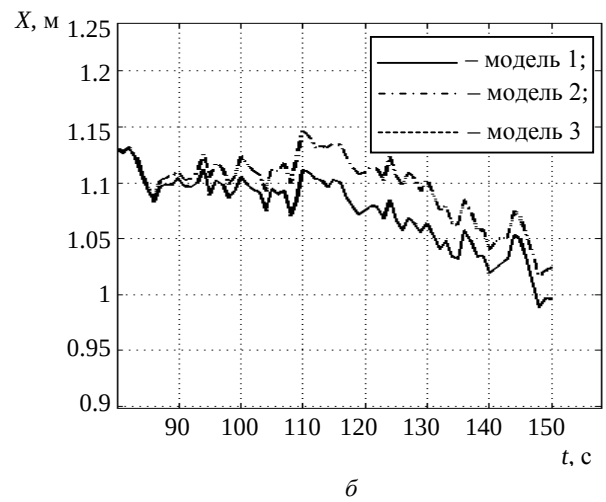
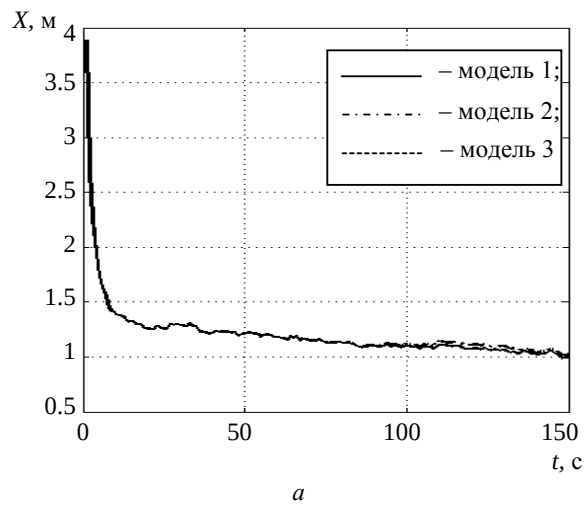


Рис. 2

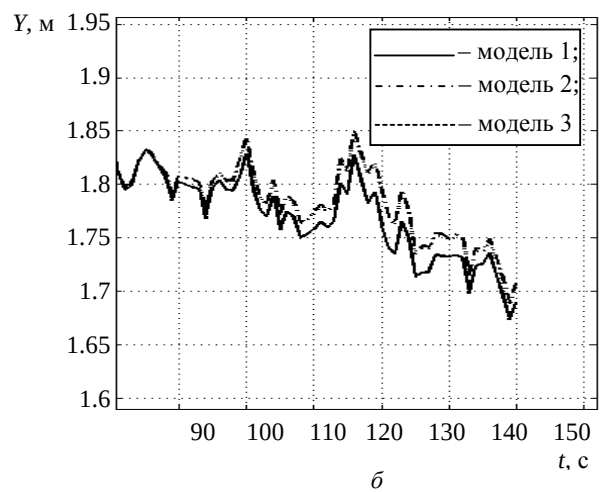
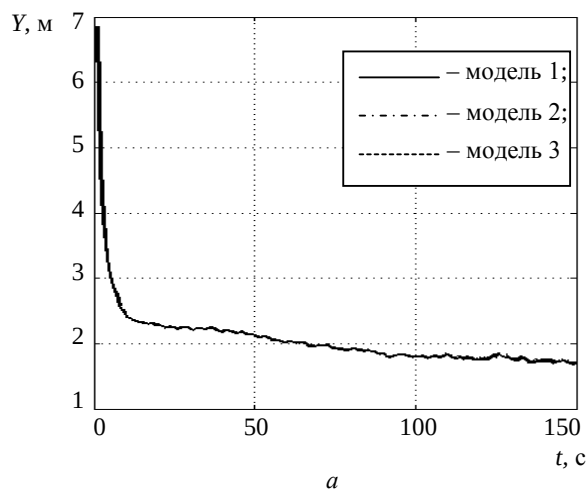


Рис. 3

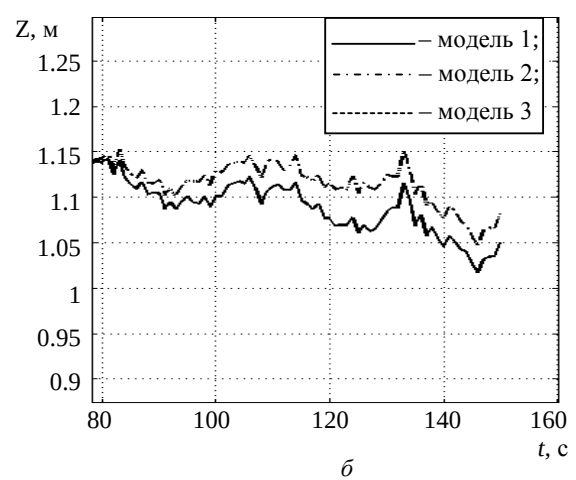
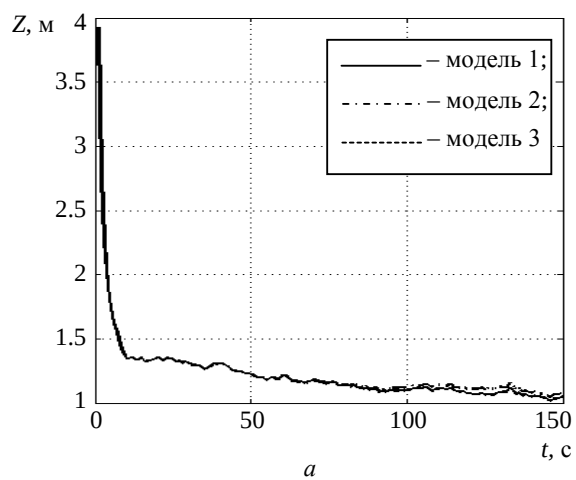


Рис. 4

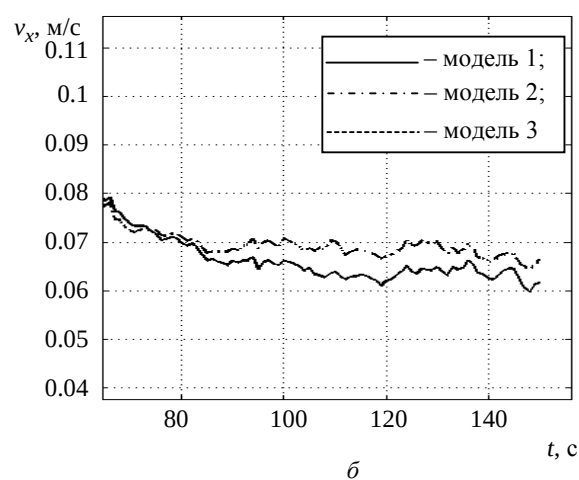
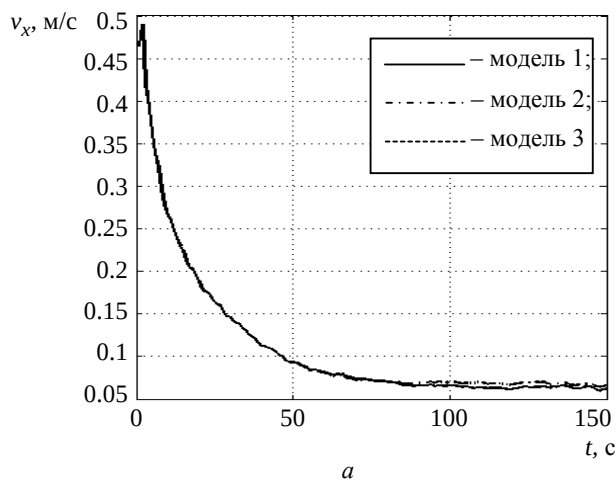


Рис. 5

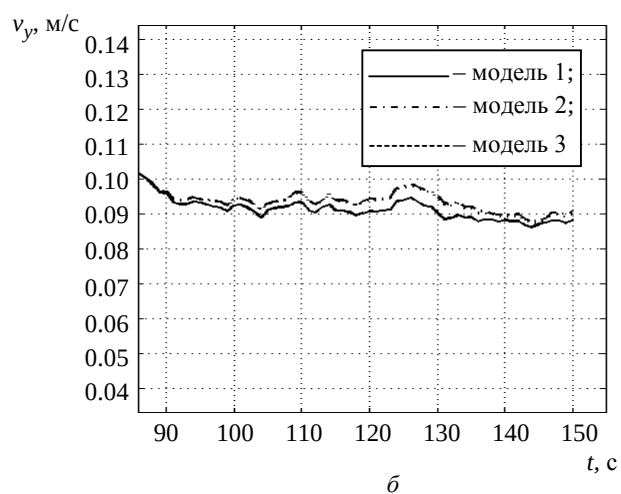
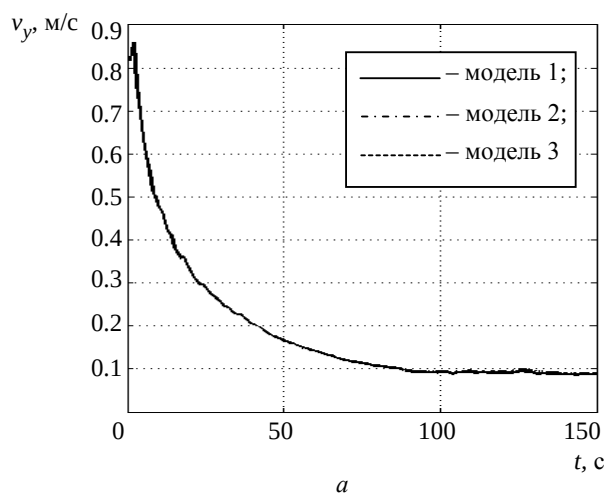


Рис. 6

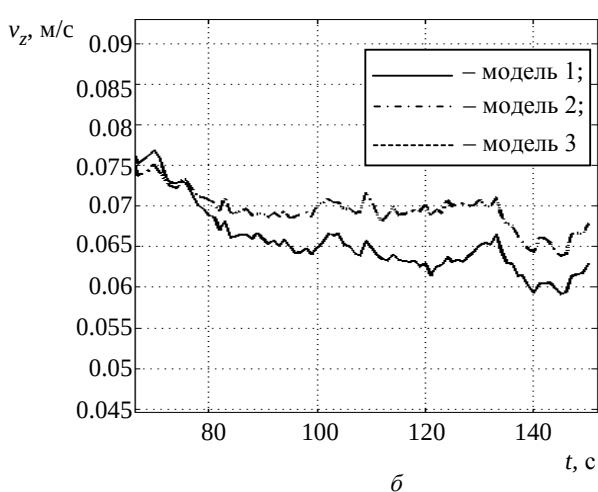
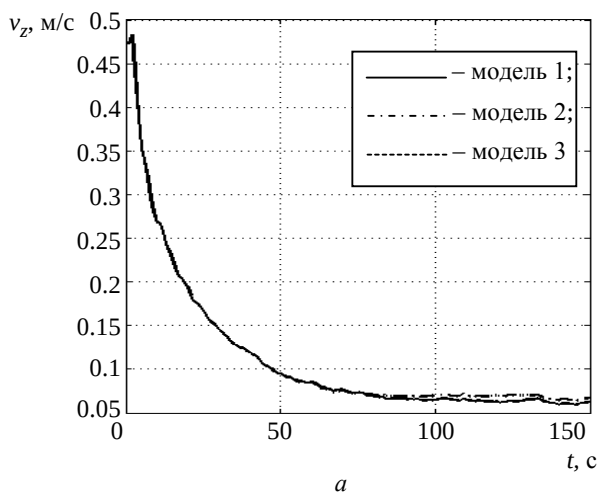


Рис. 7

Из приведённых графиков видно, что фильтр Калмана, в корреляционной матрице которого учитывается корреляция шумов измерения координат и скоростей, даёт более точные результаты, чем остальные две модели фильтров. Однако при заявленной стан-

дартной дисперсии ошибок измерения псевдодальностей и рассматриваемой модели движения группы ЛА данный выигрыш является несущественным. Таким образом, для уменьшения вычислительной сложности алгоритма целесообразно использовать методы квазиоптимальной фильтрации, в частности, третью модель фильтра, при которой коэффициенты матрицы R являются постоянными на всей длительности полёта ЛА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

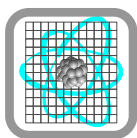
1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010.
2. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ / ред. 5.1. М., 2008.

Y. A. Melekhov, V. K. Orlov

RELATIVE COORDINATES ESTIMATION UNDER CORRELATED MEASUREMENT ERRORS

An algorithm for determining correlation matrix of relative coordinates measurement errors of group aircrafts flight is presented. Results of using three separate Kalman filters under correlated measurement errors are given in the article.

Navigation satellites ephemeris, direction cosine matrix, correlated random variable, Cholesky decomposition, Kalman filter



УДК 621.382.321: 537.572

О. В. Александров, С. А. Высоцкая, В. С. Смирнов

МЕТОДИКИ РАЗДЕЛЕНИЯ ЗАРЯДА В МОП-ТРАНЗИСТОРАХ ПОСЛЕ ИОНИЗИРУЮЩЕГО ОБЛУЧЕНИЯ

Исследовано влияние ионизирующего γ -облучения на n - и p -канальные МОП-транзисторы с применением различных методов разделения индуцированного заряда на объемный заряд в оксиде и заряд на поверхностных состояниях: транзисторной пары, середины запрещенной зоны и подпороговых токов. Получены и проанализированы дозовые зависимости.

МОП-транзистор, пороговое напряжение, объёмный заряд, заряд на поверхностных состояниях, ионизирующее излучение

Под действием ионизирующего облучения в подзатворном оксиде МОП-транзисторов происходит генерация электронно-дырочных пар. Вследствие высокой подвижности электроны свободно переходят из оксида в полупроводник или затвор, а дырки захватываются на ловушки в оксиде, создавая положительный объёмный заряд (ОЗ) [1]. В процессе облучения происходит также образование поверхностных состояний (ПС) на границе Si-SiO₂. Заряд в объёме оксида и заряд на ПС приводят к сдвигу порогового напряжения МОП-транзисторов. Эти две составляющие заряда могут вести себя по-разному в зависимости от технологии изготовления МОП-транзисторов и условий облучения. Поэтому для анализа влияния облучения на работу МОП-транзисторов необходимо разделять изменение порогового напряжения на эти две составляющие. В работе использовались следующие методики разделения: метод транзисторной пары [2], метод середины запрещённой зоны [3] и метод подпороговых токов [4].

1. *Метод транзисторной пары* (ТП) [2]. В области сильной инверсии ток стока транзистора определяется известным выражением [5]: $I_c = \frac{W}{L} \mu_n C_{ox} (V_G - V_{th})^2$, где W и L – ширина и длина канала; C_{ox} – ёмкость диэлектрика; V_G – напряжение на затворе; V_{th} – пороговое напряжение транзистора. Пороговое напряжение можно определить по корневой зависимости тока стока от напряжения на затворе, аппроксимировав её до пересечения с осью V_G . В методике полагается, что ОЗ одинаков для n - и p -канальных МОП-транзисторов и что

поверхностные состояния заряжаются положительно для p -канальных и отрицательно для n -канальных транзисторов. Изменение порогового напряжения, вызванного ОЗ в оксиде (ΔV_{ot}), и изменение порогового напряжения, вызванного зарядом на ПС (ΔV_{it}), для n - и p -канальных МОП-транзисторов находятся из следующих выражений:

$$\Delta V_{it\ n} = \frac{\beta_n \Delta V_{th\ n} - \Delta V_{th\ p}}{\beta_n + \beta_p};$$

$$\Delta V_{it\ p} = \frac{-\beta_p \Delta V_{it\ n}}{\beta_n} = -\frac{\beta_p \Delta V_{th\ n} - \Delta V_{th\ p}}{\beta_n + \beta_p};$$

$$\Delta V_{ot\ n} = \Delta V_{ot\ p} = \frac{\beta_p \Delta V_{it\ n} + \beta_n \Delta V_{it\ p}}{\beta_n + \beta_p},$$

где $\beta_n = \mu_{0n} / \mu_n - 1$, $\beta_p = \mu_{0p} / \mu_p - 1$ (μ_{0n} и μ_{0p} , μ_n и μ_p – подвижности электронов и дырок для n - и p -канальных МОП-транзисторов до облучения и после облучения соответственно).

После облучения подвижности электронов и дырок падают, что сказывается на наклоне вольт-амперных характеристик (ВАХ) МОП-транзисторов. По корневой зависимости тока стока от напряжения на затворе подвижность можно определить [5] как

$$\mu = L \frac{\text{tg}^2 \delta}{WC_{ox}}, \text{ поэтому отношение } \mu_{0n} / \mu_n = \text{tg}^2 \delta_0 / \text{tg}^2 \delta, \text{ где } \delta_0 \text{ и } \delta - \text{угол наклона зависи-}$$

мости до облучения и после облучения соответственно.

2. *Метод середины запрещённой зоны (СЗЗ)* [3]. Значение подпорогового тока транзисторов может быть рассчитано как функция искривления энергетических зон на поверхности по [5] следующей формуле:

$$I_c = \sqrt{2} C_m \left(\frac{q N_A L_B}{\beta_0} \right) \left(\frac{n_i}{N_A} \right)^2 \exp \beta_0 \varphi_S \beta_0 \varphi_S^{-1/2},$$

где N_A – концентрация акцепторов; $L_B = \left[\frac{\varepsilon_S}{\beta q N_A} \right]^{1/2}$ – дебаевская длина экранирования

(ε_S – диэлектрическая проницаемость полупроводника; q – элементарный заряд); $\beta_0 = \frac{q}{kT}$

(k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура); φ_S – искривление зоны на поверхности. Числовое значение C_m определяется по наклону корневой зависимости тока

стока от напряжения на затворе в режиме сильной инверсии $I_c = C_m C_{ox} (V_G - V_{th})^2$. Сна-

чала определяется ток СЗЗ, который рассчитывается в тот момент, когда изгиб зон на поверхности равен объемному потенциалу $\varphi_b = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i}$. Так как ток СЗЗ весьма мал, не-

обходимо линейно экстраполировать нижнюю часть подпороговой кривой, построенной в

логарифмическом масштабе. Зная ток СЗЗ, можно определить напряжение СЗЗ (V_{mg}). Напряжение, вызванное зарядом ПС, определяется как $V_{so} = V_{th} - V_{mg}$. Смещение напряжения, вызванное ПС: $V_{it} = V_{so\ 2} - V_{so\ 1}$, где индексы 1 и 2 относятся к предыдущему и последующему измерениям.

Вклад ОЗ в оксиде определяется как $V_{ot} = V_{mg\ 2} - V_{mg\ 1}$.

3. *Метод подпороговых токов* (ППТ) [4]. В методике подпороговых токов используется сток-затворная ВАХ МОП-транзисторов области напряжений затвора, лежащих между напряжением плоских зон и пороговым. Данная методика связывает изменение заряда на ПС с наклоном $\ln I_d$ характеристики МОП-транзистора в области слабой инверсии. Когда поверхностный потенциал МОП-транзистора лежит около значений $\phi_S = 1.5\phi_b$, ток в области слабой инверсии может быть записан [4] следующей формулой:

$$I_c = \frac{W}{L} \mu_n C_D^* \frac{n}{m} \left(\frac{1}{\beta} \right)^2 \exp \left(\frac{\beta_0 V_G - V_G^*}{n^*} \right) \exp \left(\beta_0 \frac{\phi_b}{2} \right) \left[1 - \exp \left(\frac{\beta_0 V_d m^*}{n^*} \right) \right],$$

где звёздочкой помечены величины, значения которых, рассчитанные при $\phi_S = 1.5\phi_b$ и

$\beta_0 = \frac{q}{kT}$; значения n и m определяются по следующим формулам:

$n_{\phi_S} = \frac{C_{ox} + C_D \phi_S + C_{it}}{C_{ox}}$; $m_{\phi_S} = \frac{C_{ox} + C_D \phi_S}{C_{ox}}$, где $C_{it} = qD_{it}$; C_{ox} – ёмкость подзатворного диэлектрика на единицу площади; C_D – ёмкость обедненного слоя при $\phi_S = 1.5\phi_b$;

D_{it} – концентрация поверхностных состояний на единицу энергии. В этом анализе допускается, что D_{it} расположена недалеко от центра запрещенной зоны и определяется из следующего выражения:

$D_{it} = \frac{1}{2} \left\{ \left(\beta_0 \frac{dV_G}{d \ln I_c} - 1 \right) C_{ox} - C_D \right\}$, где C_D определяется по следующей формуле:

$\tilde{N}_D = \sqrt{\frac{q\epsilon_{Si} N_B}{2 \left(\phi_S + \frac{kT}{q} \right)}}$, при $\phi_S = 1.5\phi_b$; N_B – плотность легирующей примеси под затвором

МДП-транзистора; n_i – собственная концентрация носителей.

Заряд ПС определяется из выражения $Q_{it} = \int_0^{-2\phi_b} D_{it} d\phi_b$.

При допущении, что ПС распределены в запрещенной зоне полупроводника равномерно, заряд ПС можно определить как $Q_{it} = D_{it} 2\phi_b$. По этой величине определялось ΔV_{it} . Составляющая изменения порогового напряжения, связанная с ОЗ в оксиде, определяется из выражения $\Delta V_{ot} = \Delta V_{th} - \Delta V_{it}$.

Описание эксперимента и обсуждение результатов. Изучалось влияние ионизирующего γ -облучения на n - и p -канальные МОП-транзисторы, изготовленные по стандартной планарной технологии с концентрациями легирующих примесей: фосфора в n -подложке $6 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ и бора в p -кармане $1 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Подзатворный оксид выращивался в среде сухого O_2 с добавлением сухого или влажного хлористого водорода. Толщина подзатворного оксида составляла 120 нм, поликремниевый затвор легировался фосфором. На каждой пластине до и после облучения снимались сток-затворные вольт-амперные характеристики пяти пар n - и p -канальных транзисторов. Гамма-облучение с дозами от 10^3 до 10^7 рад проводилось на установке ГОТ при мощности дозы 80 рад/с. Для разделения сдвига порогового напряжения на объёмную $\Delta V_{\text{от}}$ и поверхностную $\Delta V_{\text{ит}}$ составляющие проводился анализ сток-затворных ВАХ по трём методикам: методом ТП, методом СЗЗ и методом ППТ. На рис. 1 приведены ВАХ для n -канального транзистора с подзатворным оксидом, выращенным с добавлением влажного HCl в среду окислителя для различных доз ионизирующего облучения.

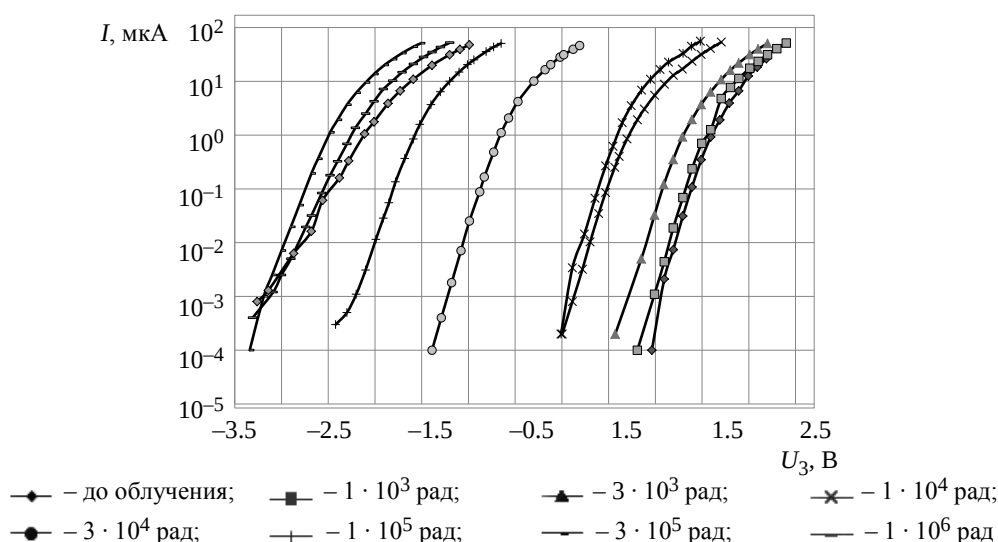


Рис. 1

На рис. 2 и 3 показаны дозовые зависимости составляющих порогового напряжения $\Delta V_{\text{от}}$ и $\Delta V_{\text{ит}}$ соответственно, для n -МОП-транзистора (влажный HCl), построенные с использованием этих методик. Как видно из рисунков, все три методики дают близкие зависимости обеих составляющих от дозы облучения – спад $\Delta V_{\text{от}}$ и рост $\Delta V_{\text{ит}}$ до дозы $1 \cdot 10^6$ рад с последующей тенденцией их к насыщению. Для p -канальных транзисторов зависимости имели подобный характер.

В ходе анализа были выявлены некоторые особенности этих методик. Метод ТП применим при одинаковой технологии создания подзатворного оксида и оказался очень чувствителен к взаимному расположению n - и p -канальных МОП-транзисторов на пластине. В методе ППТ принимается допущение о равномерном распределении ПС в запрещенной зоне полупроводника, что может вносить погрешность в вычисления. Наиболее предпочтительным является, по мнению авторов статьи, метод СЗЗ, который лишен указанных недостатков.

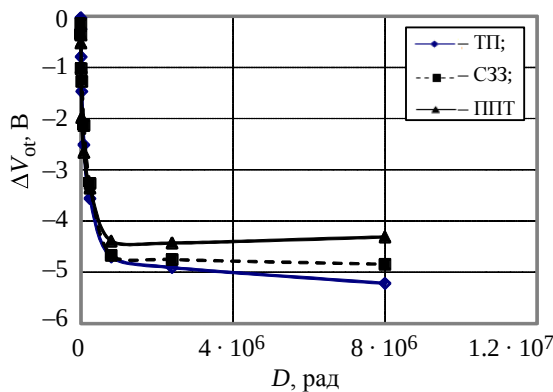


Рис. 2

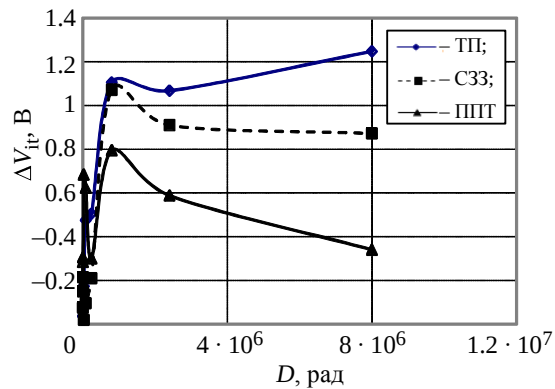


Рис. 3

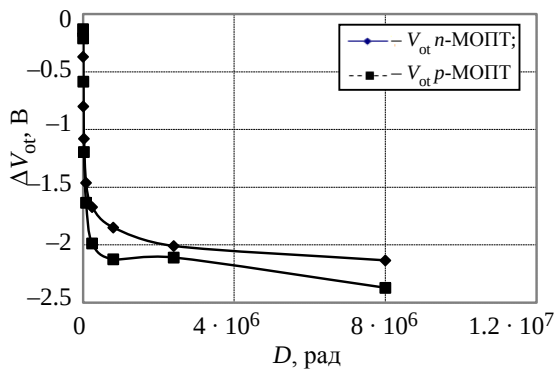


Рис. 4

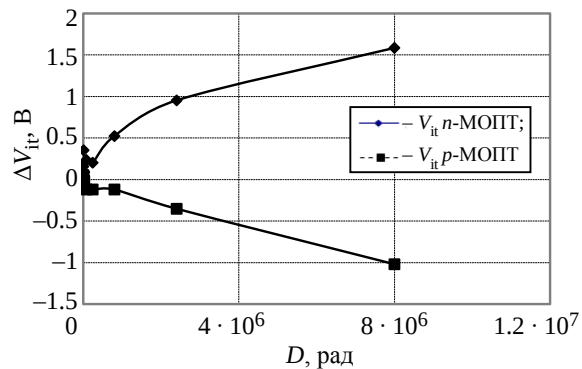


Рис. 5

Сравнивались составляющие сдвига порогового напряжения, определённые методом СЗЗ, для n - и p -канальных МОП-транзисторов. На рис. 4–6 показаны дозовые зависимости ΔV_{ot} , ΔV_{it} , а также изменения плотности заряженных ПС ΔQ_{it} , соответственно, для n - и p -МОП-транзисторов (сухой HCl).

Как видно из рис. 4, объёмная составляющая сдвига порогового напряжения практически одинакова для n - и p -канальных транзисторов и в обоих случаях имеет тенденцию к насыщению. Поверхностная составляющая (рис. 5) и соответствующая плотность заряженных ПС (рис. 6) для

сухого HCl показывают примерно линейный рост с дозой облучения.

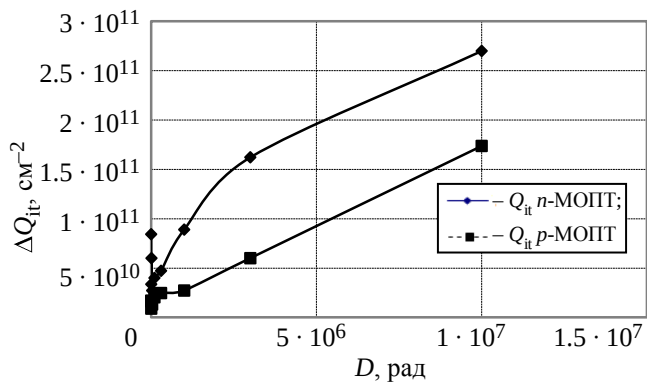


Рис. 6

Плотность заряженных ПС в n -канальном транзисторе больше чем в p -канальном примерно в 1.5–3 раза. Этот результат можно объяснить тем, что n -канальный транзистор изготавливается в p -кармане, в котором концентрация носителей примерно на порядок выше, чем в подложке p -канального транзистора

$\left(\frac{Q_{itn}}{Q_{itp}} = \frac{\Phi_{bp}}{\Phi_{bn}} = \frac{\ln N_A}{N_D} = 2.8 \right)$. Пороговое напряжение рассчитывается в тот момент, когда

концентрация неосновных носителей на поверхности равна концентрации основных носителей в объёме, т. е. при условии, когда $\Phi_S = 2\Phi_b$. Большой изгиб зон приведет к зарядке большего количества поверхностных состояний.

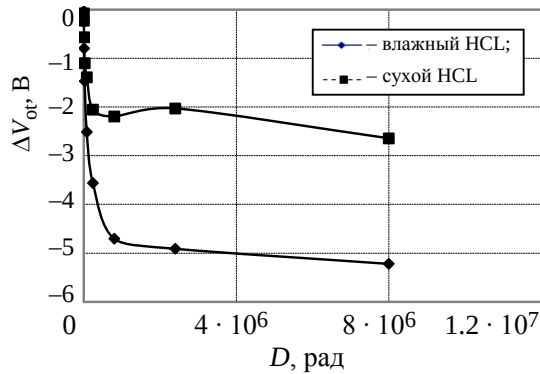


Рис. 7

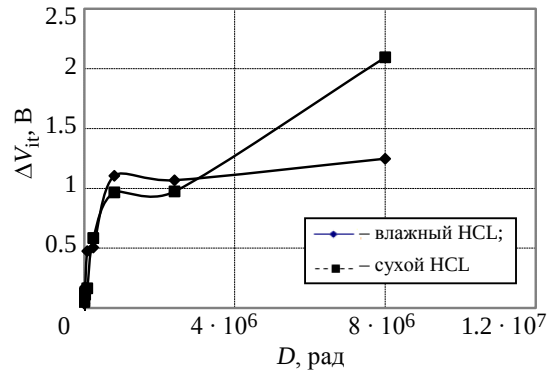


Рис. 8

Из сравнения различных технологий выращивания оксида (рис. 7, 8) для n -канальных МОП-транзисторов видно, что на объёмных составляющих $\Delta V_{от}$ при дозах более $1 \cdot 10^6$ рад наблюдается тенденция к насыщению вне зависимости от того, сухой или влажный HCl присутствует в среде окислителя. Числовое значение $\Delta V_{от}$ для МОП-транзисторов с подзатворным оксидом, выращенным в присутствии влажного HCl, больше, чем для сухого HCl.

Заряд на ПС насыщается при дозе превышающей $1 \cdot 10^6$ рад для влажного HCl и примерно линейно возрастает для сухого при дозах свыше $3 \cdot 10^6$ рад.

С помощью трёх различных методов (ТП, СЗЗ, ППТ) проведено разделение сдвига порогового напряжения n и p -МОП-транзисторов под действием ионизирующего γ -облучения на объёмную и поверхностную составляющие. Показано, что в диапазоне используемых доз от 10^3 до 10^7 рад все три методики дают достаточно близкие значения обеих составляющих. При этом на дозовой зависимости объёмной составляющей $\Delta V_{от}$ при дозах более $1 \cdot 10^6$ рад наблюдается тенденция к насыщению. Заряд на ПС обнаруживает тенденцию к насыщению для влажного HCl и примерно линейный рост с дозой для сухого HCl. Различная плотность заряженных ПС для n - и p -МОП-транзисторов объясняется различным уровнем легирования n -подложки p -МОП-транзисторов и p -карманов n -МОП-транзисторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Першенков В. С., Попов В. Д., Шальнов А. В. Поверхностные радиационные эффекты в ИМС. Р. М.: Энергоатомиздат, 1988. 252 с.
2. Fleetwood D M. Dual-transistor method to determine threshold-voltage shifts due to oxide-trapped charge and interface-traps in MOS devices // Appl. Phys. Lett. 1989. Vol. 55. P. 466–468.
3. McWhorter P. J., Winokur P. S. Simple technique for separating the effects of interface traps and trapped-oxide charge in metal-oxide-semiconductor Transistors // Appl. Phys. Lett. 1986. Vol. 48. P. 133–135.

4. Gaitan M., Russell T. J. Measurement of radiation-induced interface traps using MOSFETS // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1984. Vol. 31. P. 1256–1258.

5. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984. Т. 2. 456 с.

O. V. Aleksandrov, S. A. Visotskaya, V. S. Smirnov

METHODS OF CHARGE SEPARATION IN MOS-TRANSISTORS AFTER IONIZING IRRADIATION

Influence of ionizing γ -irradiation on n- and p-channel MOS-transistors with application of various division methods of the induced charge on a volume charge in oxide and a charge on surface states is investigated: transistor pair, the middle forbidden zone and subthreshold currents. It was received and analysed experimental dose dependences.

MOS-transistors, threshold voltage, oxide charge, interface states charge, ionizing irradiation

УДК 528.8.044.6

В. С. Горяинов, А. А. Бузников, В. И. Черноок

ВОЗМОЖНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ЛИДАРНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПРИРОДНОЙ СРЕДЫ

Рассматриваются публикации, посвящённые возможностям применения лидарных систем для исследования состояния природной среды. Приводятся некоторые исторические сведения, основные принципы лидарного зондирования и примеры современных лидарных систем, а также результатов, полученных с их использованием.

Лидары, дистанционное зондирование, состояние природной среды

История использования лазеров для исследования окружающей среды начинается со второй половины 1960-х гг., когда были опубликованы первые работы, посвящённые зондированию атмосферы при помощи лазерных систем [1]. В дальнейшем подобные системы получили название лидарных, хотя само слово «лидар» (транслитерация LIDAR – англ. Light Identification, Detection and Ranging) было предложено несколько раньше, вне связи с применением лазеров.

С развитием лазерной техники, вычислительной техники и программного обеспечения, а также постепенным удешевлением компонентной базы, сфера применения лидарных систем несравненно расширилась. Среди множества направлений использования лидаров можно выделить следующие, имеющие непосредственное отношение к дистанционному зондированию природной среды:

1. Измерение концентрации как основных, так и малых составляющих атмосферы (контроль загрязнений) [2].
2. Определение термических, структурных, динамических характеристик атмосферы [3], океана [4] и подстилающей поверхности [5].
3. Пороговое обнаружение некоторых составляющих (контроль аварийных ситуаций) [6].
4. Получение карт параметров рассеяния шлейфами выбросов и их эволюции во времени.
5. Распознавание определённых мишеней (нефтяные пятна) по спектральным характеристикам [7].

Общий принцип действия лидара во всех упомянутых применениях сводится к следующему. В направлении исследуемого объекта испускается лазерный импульс, а чувствительный фотоприёмник фиксирует свет, отражённый либо рассеянный объектом обрат-

но в направлении источника. По интенсивности света на приёмнике можно сделать вывод о свойствах исследуемого объекта.

Рассмотрим более подробно применение лидаров для исследования атмосферы и океана. В обоих случаях кроме отражения от возможной преграды (поверхность океана, атмосферный объект) происходит также рассеяние света по всем направлениям в толще воды или воздуха. Наблюдая результирующую временную зависимость интенсивности принятого света, определяют затем распределение оптических свойств (поглощающей и рассеивающей способности) в среде и, как следствие, распределение других её характеристик: состава, температуры и т. д. Схематически процесс работы такого лидара представлен на рис. 1, а [2]. При этом, например, в исследовании параметров водной толщи приходится учитывать рассеивающее влияние воздушного участка пути, который проходит лазерный луч. Подобное влияние может достигать значительной величины, если лидар установлен на летательном аппарате. На рис. 1, б приведена экспериментальная зависимость доли принятых фотонов от времени прохождения. Обозначения НУ, ВУ, СУММ соответствуют каналу приёмной системы с низким усилением, каналу с высоким усилением и суммарному сигналу.

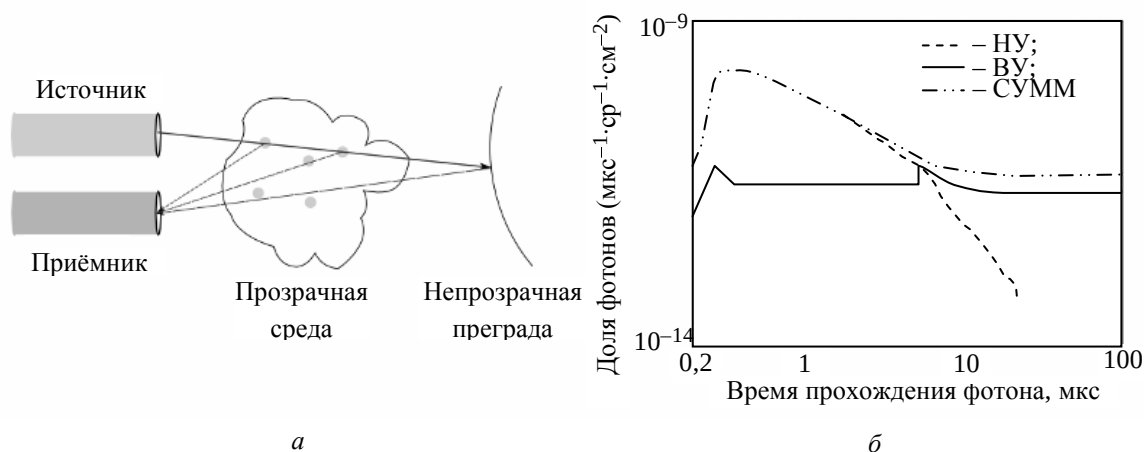


Рис. 1

Перечислим основные процессы взаимодействия излучения с веществом. Применительно к дистанционному зондированию атмосферы и гидросферы наибольший интерес представляют рэлеевское рассеяние, комбинационное рассеяние, рассеяние Ми, резонансное рассеяние, флуоресценция, поглощение, а также дифференциальное поглощение и рассеяние (ДПР).

Значительный интерес для целей исследования природной среды представляет комбинационное рассеяние – неупругий процесс, при котором лазерное излучение вызывает переход молекулы на виртуальный уровень с последующим мгновенным ($<10^{-14}$ с) излучением на длине волны, отличной от лазерной. Разность энергий падающего и испущенного фотонов является характеристикой рассеивающей молекулы и обычно соответствует изменению колебательного квантового числа на единицу.

К сожалению, чувствительность данного метода ограничивает незначительная величина сечений комбинационного рассеяния ($10^{-30} \dots 10^{-28} \text{ см}^2 \cdot \text{ср}^{-1}$), однако с развитием лазерной техники и технологий оптических приёмников приборы, основанные на комбинационном

рассеянии, применяются всё шире. В качестве примера задач, решаемых с их помощью, можно привести поиск нефтяных пятен и определение масштабов разлива [7], а также определение концентрации в водной среде хлорофилла и других органических примесей [8].

Рассеяние Ми имеет наибольшее из всех представленных процессов эффективное поперечное сечение (до $10^{-8} \text{ см}^2 \cdot \text{ср}^{-1}$), и, как следствие, даже незначительное количество рассеивающих частиц соответствующих размеров может дать сигнал, полностью перекрывающий сигналы, обусловленные как рэлеевским, так и комбинационным рассеянием. Ясно, что с помощью лазера возможна регистрация довольно малых концентраций (или изменений концентраций) частиц пыли или аэрозолей.

Резонансное рассеяние (иногда называемое атомной или резонансной флуоресценцией) также имеет большое сечение ($10^{-15} \dots 10^{-14} \text{ см}^2 \cdot \text{ср}^{-1}$), однако тушение при столкновениях с более распространёнными составляющими атмосферы обычно приводит к тому, что сигнал оказывается слабым. Вследствие этого метод может наиболее эффективно работать при исследовании малых составляющих верхней атмосферы [9].

Сечение поглощения обычно значительно превышает как эффективное (с учётом тушения) сечение флуоресценции, так и сечение комбинационного рассеяния. Следовательно, на основе ослабления пучка лазерного излучения с соответствующим образом подобранной частотой можно создать чувствительный метод определения средней концентрации определённого компонента. Чтобы выделить вклад представляющей интерес молекулы в ослабление лазерного пучка, обычно используют метод так называемого дифференциального поглощения. Данный метод предполагает использование двух частот: одной – в центре линии из полосы поглощения интересующей молекулы, а другой – в крыле этой линии. За редким исключением, большинство полос поглощения, представляющих интерес для дистанционного зондирования, лежит в инфракрасной области спектра и соответствует колебательно-вращательным переходам. К основным недостаткам метода относятся низкое пространственное разрешение и малая чувствительность ИК-детекторов.

Высокие чувствительность и разрешение могут быть достигнуты при сочетании дифференциального поглощения с рассеянием. Данный метод основан на сравнении обратнорассеянных сигналов: одного – на частоте линии поглощения интересующей молекулы, другого – в крыле линии. В этом случае пространственное разрешение и сильные сигналы на используемых частотах обусловлены большим сечением рассеяния Ми, а отношение сигналов даёт требуемую оценку дифференциального поглощения. Благодаря этому метод ДПР обладает наилучшей чувствительностью при зондировании определённых молекулярных составляющих с больших расстояний.

Хотя из-за ограниченной чувствительности детекторов методы, основанные на флуоресценции и ДПР, считались первоначально более пригодными для работы в видимой или ближней УФ-области спектра, усовершенствования ИК-детекторов в части повышения их чувствительности придали в дальнейшем методу ДПР более универсальный характер [10].

Итак, при работе лидарной системы с выхода приёмника снимается зависимость интенсивности рассеянного назад излучения от времени прохождения импульса. Следующий шаг состоит в переходе к искомому распределению параметров зондируемой среды вдоль пути распространения лазерного импульса. В случае когда определению подлежит распределение концентрации определённого компонента среды, для такого перехода служит основное лидарное уравнение:

$$n_j \Delta R = \frac{N_{\text{СКР } j}}{N_{\lambda_0}} \left\{ \left(\frac{d\sigma_j}{d\Omega} \right)_{261.7} \frac{\pi D_{\text{эф}}^2}{4R^2} K' T_{\lambda_0} T_{\lambda_j} G(R) \Delta R \right\}^{-1},$$

где $n_j(\Delta R)$ – концентрация j -го компонента в атмосфере на расстоянии R в слое толщиной ΔR , см^{-3} ; $d\sigma_j/d\Omega$ – дифференциальное сечение СКР назад исследуемого компонента j , $\text{см}^2 \cdot \text{ср}^{-1}$; $D_{\text{эф}}$ – эффективный световой диаметр входного объектива, см ; K' – пропускание оптической системы; $T(\lambda_0)$, $T(\lambda_j)$ – пропускание атмосферы на длинах волн зондирующего и приемного сигналов соответственно; $G(R)$ – геометрический фактор, учитывающий перекрытие угла расходимости лазерного луча $\omega_{\text{л}}$ и угла поля зрения входного объектива ω .

Либо, с учётом системных параметров лидара:

$$n \Delta R = \frac{r^2}{\Delta\sigma R V Q_{\text{х}} \exp -2\tau_a}.$$

Здесь r – протяжённость объекта; $\Delta\sigma = \sigma_1 - \sigma_2$ – дифференциальное сечение поглощения газа для длин волн λ_1 и λ_2 , см^2 ; R – расстояние до объекта; V – системный параметр лидара, определяемый по формуле

$$V = \frac{P_s}{P_t},$$

(P_s и P_t – это мощность эхосигнала и пороговая мощность в отсутствие фоновых помех в условиях опорной атмосферы); $Q_{\text{х}}$ – параметр, описывающий эффективность обратного рассеяния объекта по отношению к обратному рассеянию опорной молекулярной атмосферы на опорной длине волны:

$$Q_{\text{х}} \lambda, \lambda_0 = \frac{\beta_{\pi}(\lambda)}{\beta_{\pi}(\lambda_0)}.$$

Параметр V удобен для обоснованной количественной оценки потенциальных возможностей лидара.

Приведём несколько примеров использования современных лидарных систем.

При этом следует отметить значительные возможности лидарных методов в задачах экологического мониторинга гидросферы. Так, в статье [7] лидарная система позволила оценить не только масштабы разлива нефтепродуктов, но и тип загрязняющего вещества. Авторами предложен метод идентификации загрязнителя по плотности в градусах API. Для определения загрязнителя предлагается измерить отношение интенсивностей флуоресценции на длине волны 567 нм при возбуждении излучением с двумя различными длинами волны – 347 и 460 нм. Было установлено, что данное отношение линейно растёт от 22 до 37 при увеличении плотности в градусах API от 16 до 39. Задачу определения загрязнителя могут усложнять несколько факторов, среди которых сложный состав неф-

тяной плёнки и старение нефти. В работе использована лидарная установка, в которой в качестве источника излучения выступал импульсный азотный лазер (рабочая длина волны 337 нм) или лазер на рубине с удвоением частоты (длина волны 347 нм), в качестве приёмника – телескоп Ньютона с диаметром входного зрачка около 0.3 м, в качестве спектрального аппарата – набор интерференционных фильтров. Выводы сделаны для сырой нефти, однако предполагается, что при соответствующем выборе рабочих длин волн можно обобщить их и на нефтепродукты.

Определение содержания в воде хлорофилла, в свою очередь, имеет большую роль для рыбной промышленности, поскольку от наличия в той или иной области Мирового океана фитопланктона (содержащего хлорофилл) зависит появление в этой области косяков рыбы. В работе [8] в качестве источников флуоресценции хлорофилла выделены четыре цветовых группы водорослей – каждая со своей частотой флуоресценции. Не удалось выделить ни возбуждающую частоту, которая воздействовала бы на все четыре группы, ни такую частоту, которая возбуждала бы флуоресценцию только одной из них. В качестве источника был использован лазер на четырёх красителях, регистрирующая система представляла собой телескоп Ньютона с входным диаметром 25 см, в фокусе которого были установлены интерференционный фильтр и фотоумножитель. Лидар монтировался на специальной платформе на высоте 30 м.

Наряду с задачами исследования водных ресурсов давно и результативно решается проблема дистанционного зондирования атмосферы. В нашей стране первые эксперименты по лазерному зондированию атмосферы были проведены в конце 1960-х гг. в ИОА СО АН СССР, в центральной аэрологической обсерватории, а также в Институте экспериментальной метеорологии Росгидромета. Результаты данных работ нашли отражение в ряде статей и монографий, например [11].

Значительные результаты в создании и использовании лидарных систем для контроля состояния окружающей среды достигнуты сотрудниками научно-исследовательских организаций Санкт-Петербурга. В НПК «Государственный оптический институт им. С. И. Вавилова» был создан авиационный рамановский лидар с ультраспектральным разрешением. При этом особое внимание уделено возможности применения метода спонтанного комбинационного рассеяния для аэропоиска и синхронного обнаружения широкого набора химических веществ и соединений при лазерном зондировании атмосферы на одной длине волны. По результатам проделанной работы были сделаны несколько публикаций [12].

По реализованному спектральному разрешению ($\Delta\lambda/\lambda \gg 1000$) данный прибор превосходит известные аналоги почти на 2 порядка. Ультраспектральное разрешение достигнуто за счёт лазерного зондирования и регистрации приёма сигналов в «солнечно-слепой» области длин волн, где фоновые помехи на ФПУ практически сведены к нулю. Использование этого принципа позволило реализовать измерение концентрации на уровне, существенно меньшем ПДК, практически для любой вредной примеси в атмосфере.

Некоторые из технических характеристик прибора приведены в табл. 1.

Лидар построен по модульному принципу и содержит следующие основные компоненты:

1. Твердотельный лазер с диодной накачкой и преобразователем гармоник.
2. Телеобъектив.

3. Полихроматор с отрезающим фильтром.
4. Детектор.
5. Дальномер и блок контроля зондирующего пучка.
6. ПК со специализированным программным обеспечением.

Моностатическая оптическая система прибора построена по схеме Кассегрена. Лазерный пучок системой поворотных зеркал совмещается с осью приёмного телеобъектива и направляется в обследуемую область атмосферы.

Рассеянное назад рамановское излучение попадает в фотоприёмное устройство, состоящее из телеобъектива, полихроматора и детекторов. Входной телеобъектив выполнен на основе зеркальной оптики, что позволило увеличить размер входного зрачка до 350 мм. Зондирование осуществляется на длине волны 261.7 нм малогабаритным твердотельным лазером с диодной накачкой и частотным преобразованием гармоник.

Поворотные зеркала, выводящие излучение в атмосферу, выполнены с диэлектрическим покрытием, селективно отражающим излучение только на длине волны 261.7 нм. Зеркала Кассегрен-телеобъектива для облегчения выполнены из ситалла СО115М с УФ диэлектрическим покрытием. Относительное отверстие объектива 1:3, световой диаметр 350 мм, мгновенное поле зрения 1.5 мрад.

Спектрометрический канал представляет собой двойной полихроматор со сложением дисперсий и тремя детекторами для регистрации в атмосфере азота, метана и сероводорода. Двойной полихроматор работает в диапазоне длин волн 0.264...0.294 мкм и содержит фильтр, отрезающий излучение с длиной волны, меньшей 0.266 мкм, две широкоапертурные стигматические голограммные решётки 2-го типа и три щели: входную, промежуточную и выходную. Отрезающий фильтр служит для защиты приёмного канала от рассеянного лазерного излучения. Каждая решётка выполнена с пространственной частотой 3600 мм^{-1} , радиусом 500 мм и имеет разрешающую силу на уровне 450 000 для длины волны 280 мкм и спектр коэффициента отражения 60 %.

Использование в приёмном канале голограммных оптических элементов позволило не только снизить шумовые характеристики в сравнении с нарезными решётками, обладающими заметным светорассеянием, но и работать с широкой апертурой, так как в отличие от нарезных они свободны от сферических aberrаций и астигматизма.

Приёмный канал работает с пороговым уровнем сигналов на входном зрачке объектива в несколько десятков фотонов. Режим счёта фотонов осуществляется в режиме стробирования сигналов и синхронного накопления зарядов у детекторов.

Во время работы прибора используются системы сбора регистрируемых данных на основе высокоскоростной шины передачи данных PXI и платформы Compact DAQ от «National Instruments».

Таблица 1

Параметр	Значение
Высота полёта, м	100...1000
Спектральное разрешение	10 000
Пространственное разрешение, м	0.3...3
Напряжение питания, В	27
Потребляемая мощность, кВт	0.7
Размеры, ммё	1200×660×1120
Масса, кг	65

На испытаниях в натурных лётных условиях прибор показал хорошие результаты в решении задачи обнаружения примесей атмосферы и в настоящее время используется дочерним предприятием ОАО «Газпром» для контроля технического состояния газопроводов.

Другим примером современной лидарной системы является прибор, используемый в ОАО «Гипрорыбфлот». Некоторые из основных его параметров приведены в табл. 2.

В качестве источника излучения в данном лидаре используется твердотельный импульсный лазер ИТЛ-12-40 на кристалле АИГ:Nd, работающий в режиме электрооптической модуляции добротности резонатора с излучением на длине волны 1064 нм и преобразованием во вторую гармонику в нелинейном элементе из КТП. Лампа накачки лазера имеет водяное охлаждение.

Таблица 2

Параметр	Значение
Длина волны зондирующего излучения, нм	532
Мощность зондирующего импульса, мДж	40
Частота следования импульсов, Гц	10...30
Регистрируемая длина волны поляризационных компонентов, нм	532
Регистрируемая длина волны спектральных компонентов, нм	685, 670, 651
Диаметр приёмной оптической системы, мм:	
1-го поляризационного канала;	63
2-го поляризационного канала;	100
спектрального канала	100
Глубина зондирования, м	60
Напряжение питания, В	220
Потребляемая мощность, кВт	2
Горизонтальное пространственное разрешение, м	0.17
Пространственное разрешение по глубине, м	0.7

Первичные ФЭП представляют собой специально отобранные ФЭУ-115М с малым последствием. Приёмная оптическая система – зеркальный объектив промышленного изготовления МС МТО-11СА. В каждом канале поляризационная селекция осуществляется при помощи установленных соответствующим образом плёночных поляроидов. Фотоприёмные устройства нормально закрыты и открываются только на время прихода эхосигнала.

Приёмные длины волны выбраны следующим образом: 685 нм – максимум флуоресценции хлорофилла; 651 нм – максимум комбинационного рассеяния, а также 670 нм – как среднее между двумя первыми значениями.

В спектральном канале установлен объектив МС-МТО-11СА, фотоприёмники постоянно открыты.

Согласно технической спецификации данный лидар способен выполнять задачи исследования верхнего слоя океана для определения присутствия в воде фитопланктона и других веществ, частоты флуоресценции которых находятся в указанных областях. На ближайшее время запланировано экспериментальное опробование прибора.

ОАО «Гипрорыбфлот» ранее уже проводил гидрографические исследования с использованием авиационного поляризационного лидара АПЛ-2, основные параметры которого представлены в табл. 3.

Таблица 3

Параметр	Значение
Энергия зондирующего импульса, мДж	40
Длина волны зондирующего импульса, нм	532
Длительность зондирующего импульса по уровню 0.5, нс	10
Частота зондирования, Гц	1...10
Тип приёмных каналов	Поляризационный, прямой
Общая масса, кг	50
Потребляемая мощность, Вт	500

Лидар АПЛ-2 включает в свой состав следующие блоки:

1. Лазерный излучатель типа ИЛТИ-402М, обеспечивающий генерацию коротких мощных линейно-поляризованных зондирующих импульсов.
2. Фотоприёмник первого канала, предназначенный для приёма линейно-поляризованного компонента эхосигнала с поляризацией, совпадающей с поляризацией зондирующего импульса.
3. Фотоприёмник второго канала, предназначенный для приёма линейно-поляризованного компонента эхосигнала с поляризацией, ортогональной поляризации зондирующего импульса.
4. Блок питания, управления и охлаждения лазера.
5. Несущий модуль, предназначенный для установки приёмопередающего модуля лидара, включающего лазерный излучатель и два фотоприёмника, в фотолуке самолета и для выбора требуемого направления зондирования (угла наклона к морской поверхности).
6. Четырёхканальный широкополосный цифровой осциллограф TEKTRONIX TDS3034B, предназначенный для усиления, оцифровки и визуализации принимаемых эхосигналов.
7. Персональный компьютер (ноутбук), предназначенный для записи и обработки регистрируемых эхосигналов.

Авиационный лидар использовался при проведении комплексного исследования на Белом море для определения прозрачности воды. Результаты обработки данных лидарного зондирования в виде графиков распределения показателя диффузного ослабления света K_d (рассчитанного по характеристикам эхосигнала) вдоль маршрута полета приведены на рис. 2, а–г. Длина учётных галсов составляла от 45 км в Горле до 100 км в Воронке Белого моря. Время полёта на прохождение галса было, соответственно, от 10 до 25 мин. На этих графиках видно, что в прибрежных районах у Кольского полуострова прозрачность вод выше и это, видимо, более чистые баренцевоморские воды. Также по графикам видна сильная пространственная изменчивость оптических характеристик по маршрутам полётов в Воронке и Горле Белого моря.

Более полно результаты данного исследования приводятся в статье [13].

В позднейший период появилось ещё несколько направлений применения лидарных систем, таких, например, как дистанционное зондирование растительного покрова [5]. Активно разрабатываются также лидарные системы сканирующего типа, в которых область зондирования самостоятельно перемещается по зондируемой поверхности – в отличие от традиционных систем, где область зондирования сохраняет постоянное положение по отношению к судну или летательному аппарату, с которого ведётся зондирование. Решаются вопросы оп-

тимального построения полётной траектории, с тем чтобы обеспечить наибольшую информативность результатов при возможно меньшем перекрытии областей сканирования [14], создаются и испытываются образцы портативных сканирующих лидарных систем [15].

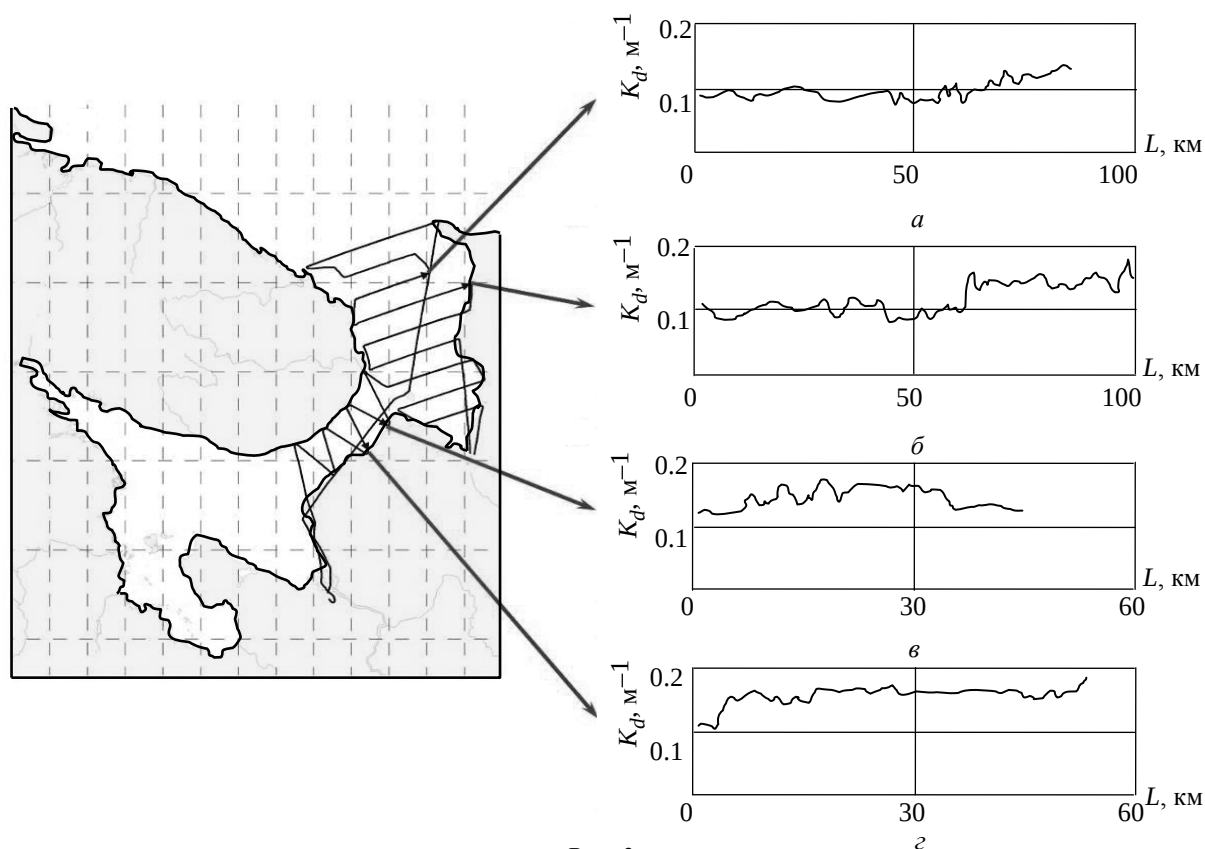


Рис. 2

Вышеизложенное показывает эффективность лидарных систем при решении задач исследования природной среды. Развитие методов лидарного зондирования и нахождение новых применений для них, несомненно, является одним из перспективных направлений среди технологий экологического контроля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Collis R. T. H. Lidar: A new atmospheric probe // Quarterly J. of the Royal Meteorological Society. 1966. Vol. 92, № 392. P. 220–230.
2. In Situ Cloud Sensing with Multiple Scattering Lidar: Design and Validation of an Airborne Sensor / K. F. Evans, D. O'Connor, P. Zmarzly, R. P. Lawson // J. of Atmospheric and Oceanic Technology. 2006. Vol. 23. P. 1068–1081.
3. Collins Rayleigh lidar and Rayleigh doppler lidar for the measurements of the arctic atmosphere / K. Mizutani, T. Itabe, M. Yasui et al. // Proc. of SPIE – The International Society for Optical Engineering. 2001. Vol. 4153. P. 505–512.
4. Иванов А. П., Калинин И. И., Колесник А. И. Применение лазеров в океанографических исследованиях // Журн. прикладной спектроскопии. 1982. Т. 37, № 4. P. 533–540.
5. Hosoi F., Nakai Y., Omasa K. Estimation and Error Analysis of Woody Canopy Leaf Area Density Profiles Using 3-D Airborne and Ground-Based Scanning Lidar Remote-Sensing Techniques // IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing. 2010. Vol. 48, № 5. P. 2215–2223.
6. Лазерная диагностика технического состояния магистральных газопроводов / С. Н. Журкин, В. Н. Моисеев, Р. Н. Пихтелев и др. // Газовая промышленность. 2006. № 3. С. 42–46.
7. Houston W. R., Stephenson D. G., Measures R. H. Laser Induced Fluorescence and Environmental Sensing [Текст] // The Use of Lasers for Hydrographic Studies: сб. науч. тр. / NASA, SP-375. 1975. P. 153–170.

8. Hoge F. E., Swift R. N. Airborne Simultaneous Spectroscopic Detection of Laser Induced Water Raman Backscatter and Fluorescence from Chlorophyll-a and Other Naturally Occuring Pigments // Appl. Optics. 1981. Vol. 20. P. 3197–3205.
9. Gibson A. J., Sandford M. C. W. Daytime Measurements of the Atmospheric Sodium Layer // Nature. 1972. № 239. P. 509–511.
10. Воронина Э. И., Привалов В. Е., Шеманин В. Г. Мониторинг фтороводорода в атмосфере методами лазерного зондирования // Безопасность в техносфере. 2008. № 3. С. 30–35.
11. Применение лазеров для определения состава атмосферы: сб. науч. тр. / под ред. В. М. Захарова. Л.: Гидрометеиздат, 1983. 216 с.
12. Кашеев С. В., Бузников А. А., Жевлаков А. П. Особенности формирования ультраспектральной избирательности в авиационном лидаре // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2011. Вып. 2. С. 19–26.
13. Same results of airborne lidar survey in the white sea / V. I. Chernook, Yu. A. Goldin, A. N. Vasilev, B. A. Gureev // Current problems in Optics of Natural Waters, Proc. V Intern. Conf., OWN'2009. July, 2008. С. 102–106.
14. Shih P. T.-Y., Ching-Mei H. The building shadow problem of airborne lidar // Photogrammetric Record. 2009. Vol. 24, № 128. P. 372–385.
15. A Portable Airborne Scanning Lidar System for Ocean and Coastal Applications / B. D. Reineman, L. Lenain, D. Castel, W. K. Melville // J. of Atmospheric & Oceanic Technology. 2009. Vol. 26, № 12. P. 2626–2641.

V. S. Goryainov, A. A. Buznikov, V. I. Chernook

ON THE POSSIBILITY OF USING THE LIDAR SYSTEMS FOR PURPOSES OF CONTROLLING THE ENVIRONMENT STATUS

The publications devoted to the capabilities of lidar systems in relation to the studying the environment status are considered in the paper. Some historical information, basic principles of the lidar sensing and examples of contemporary lidar systems as well as the results obtained using them are given.

Lidars, remote sensing, environment status

УДК 621.396.6

О. Г. Вендик, Д. С. Козлов

АДАПТИВНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ВОЗМОЖНОСТЬЮ ПОДАВЛЕНИЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДЛЯ БОРЬБЫ С ПОМЕХАМИ

Рассмотрена процедура синтеза адаптивной антенной решетки, которая позволяет уменьшить влияние помех. Данный подход основан на уменьшении уровня боковых лепестков в необходимом направлении. В этом случае формой диаграммы направленности можно управлять с помощью набора отсчетов, заданных определенным образом. Продемонстрирован пример формирования требуемой диаграммы направленности и соответствующее ей распределение токов в излучателях решетки.

Адаптивная антенная решетка, фазированная антенная решетка, подавление помехи

В данной статье продемонстрирована простая процедура синтеза амплитудно-фазового распределения токов в излучателях антенной решетки, с помощью которой достигается уменьшение влияния сторонних помех. Существуют различные методики, применяемые при борьбе с помехами [1]. Как правило, диаграмма направленности адаптивной антенной решетки, работающей при наличии помехи, образуется при помощи двух диаграмм: основной и дополнительной, основной луч которой направлен на источник помех. Требуемая форма диаграммы направленности получается путем вычитания дополнительной диаграммы из основной. За счет этого коэффициент усиления антенны значительно ослабляется в направлении источника помех [2]–[4]. Однако этот подход требует разработки двух отдельных, одновременно управляе-

мых, специально спроектированных антенных решеток. Данных недостатков лишен изложенный далее метод, основанный на уменьшении уровня боковых лепестков, что, в свою очередь, может быть достигнуто использованием лишь одной антенной решетки со специально подобранным амплитудно-фазовым распределением. Для нахождения амплитудно-фазового распределения часто используются различные алгоритмы, например, метод наименьших средних квадратов [5], [6]. Для упрощения алгоритмов в [6], [7] было предложено разложить диаграмму направленности в ряд функций, так называемых синков (функции Котельникова). Такая антенная решетка может использоваться в помехозащищенной системе связи, радиолокационной станции или же GPS-приемнике [8].

Разложение диаграммы направленности в ряд по функциям Котельникова. Диаграмма направленности $F(u)$ может быть представлена в следующем виде [6], [7]:

$$F(u) = \sum_{p=0}^{M-1} N_p \frac{\sin(Mu - \pi p)}{Mu - \pi p}, \quad (1)$$

где

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta. \quad (2)$$

Здесь N_p – отсчеты Котельникова; M – число элементов в линейке излучателей; d – расстояние между соседними излучателями; λ – длина волны; θ – угол между главным лучом и нормалью к линейке излучателей.

Функции, входящие в выражение (1), являются ортогональными, то есть

$$\frac{1}{\pi} \int_{-R}^R \frac{\sin(Mu - \pi p)}{Mu - \pi p} \frac{\sin(Mu - \pi q)}{Mu - \pi q} du = \begin{cases} 1, & p = q; \\ 0, & p \neq q, \end{cases} \quad (3)$$

$$R \gg Md / \lambda.$$

Согласно (1) с помощью системы отсчетов N_p может быть задана форма диаграммы направленности.

Отправной точкой синтеза антенной решетки является определение диаграммы направленности $F_0(u)$. Для этого удобно использовать полином Чебышева [4], [9]:

$$F_0(u) = T_M(u, z_0), \quad (4)$$

где

$$T_M(u, z_0) = \begin{cases} \cos M \arccos(z_0 \cos(u)), & z_0 \cos u < 1; \\ \cosh M \arccos(z_0 \cos(u)), & z_0 \cos u > 1. \end{cases} \quad (5)$$

Параметр z_0 был введен Дольфом [9] для масштабирования. Данный параметр определяет отношение уровня боковых лепестков к максимуму основного луча:

$$\xi(z_0)_{dB} = -20 \log T_m(0, z_0).$$

Выражения (1)–(3) приводят к следующему результату:

$$N_p^{(0)} = \frac{1}{\pi} \int_{-R}^R F_0(u) \frac{\sin(Muz_1 - \pi p)}{Muz_1 - \pi p} du. \quad (6)$$

Здесь коэффициент z_1 используется для того, чтобы сделать периоды полинома Чебышева (5) и данной тригонометрической функции (6) примерно равными.

Система отсчетов Котельникова $N_p^{(0)}$ однозначно определяет распределение комплексных токов в излучателях с номерами q от 0 до $M-1$:

$$\tilde{I}_q^{(0)} = \sum_{p=-\frac{M-1}{2}}^{\frac{M-1}{2}} M_{q,p} N_p^{(0)}, \quad (7)$$

где $M_{q,p}$ – компоненты квадратной матрицы:

$$M_{q,p} = \exp \left[i\pi p \left(1 - \frac{1}{M} - \frac{2q}{M} \right) \right]. \quad (8)$$

Соответственно, зная распределение токов в излучателях, можно построить диаграмму направленности:

$$F^{(0)}(u) = \sum_{q=0}^{M-1} \tilde{I}_q^{(0)} \exp \left[iu \left(2q - 1 + \frac{1}{M} \right) \right]. \quad (9)$$

Таким образом, рассматриваем не только диаграмму направленности $F_0(u)$, но и систему отсчетов, а также распределение комплексных токов в излучателях.

Предложенный алгоритм проиллюстрирован графиками на рис. 1 – 3, которые получены при $z_0 = 1.01$, $z_1 = 1.04$ и $M = 27$. В этом случае уровень боковых лепестков $-\xi_{dB} = -27$ дБ.

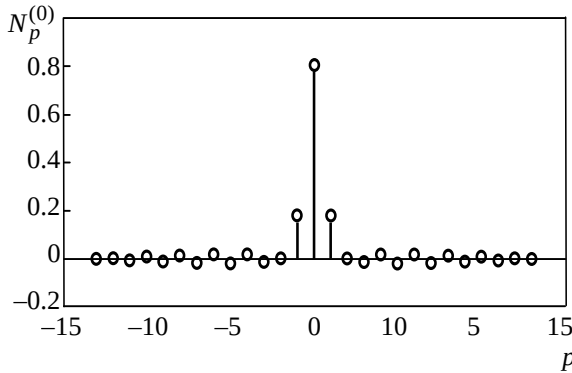


Рис. 1

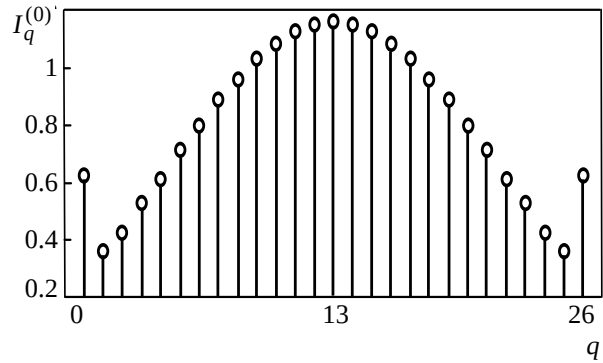


Рис. 2

На рис. 1 представлена система отсчетов Котельникова, полученная при подстановке (4) и (5) в (6). На рис. 2 представлено распределение токов в излучателях, полученное из (7) и (8). В этом случае все токи действительны. Нормированная диаграмма направленности $\Phi_0(u)$, соответствующая такому распределению токов в линейке излучателей, представлена на рис. 3:

$$\Phi_0(u) = 20 \log \frac{F^{(0)}(u)}{F^{(0)}(0)}.$$

Как видим, распределение токов и диаграмма направленности хорошо согласуются с классическим синтезом методом Дольф–Чебышева [3], [8]. Нетрудно увидеть, что диаграмма направленности (9) имеет такую же форму, что и $F_0(u)$.

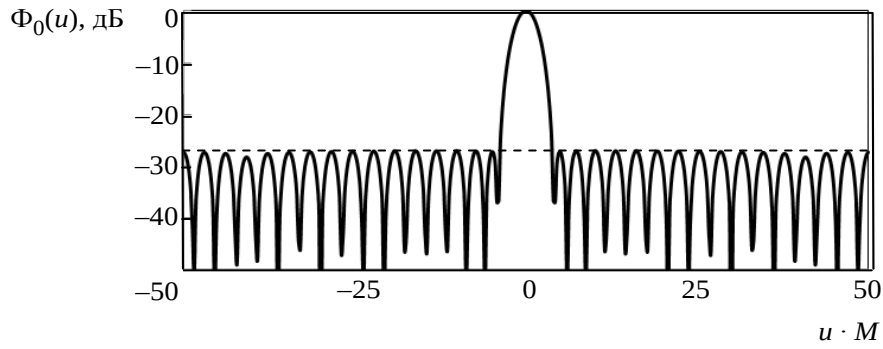


Рис. 3

Представленный пример показывает преимущества метода формирования луча в процессе синтеза антенной решетки, предложенного Вудвартом [7], [10].

Процедура управления положением провала в диаграмме направленности. Для того чтобы управлять процедурой формирования провала, будем использовать диаграмму направленности в следующем виде:

$$F_1(u) = T_M(u, z_0)Z(u, u_z, \delta), \quad (10)$$

где

$$Z(u, u_z, \delta) = \begin{cases} a, & \text{if } -u_z - \delta < u < -u_z + \delta, \\ 1, & \text{otherwise;} \end{cases} \quad (11)$$

u_z – точка, в которой формируется провал диаграммы направленности; δ – ширина провала; a – определяет глубину провала. При $a = 1$ – провал отсутствует. Соответственно, такое изменение диаграммы направленности приведет к переформированию распределения токов в линейке излучателей.

Были выбраны следующие значения параметров: $z_0 = 1.01$; $z_1 = 1.04$; $M = 27$; $u_z = 1.10$; $\delta = 0.125$; $a = -0.75$. Для данных значений нормированная диаграмма направленности $\Phi_1(u)$, определяемая согласно (10) и (11), представлена на рис. 4. Распределения фазы $\arg I_q^{(1)}$ и модуля $|I_q^{(1)}|$ токов в излучателях изображены на рис. 5 и 6 соответственно. Стоит подчеркнуть, что распределение модуля токов симметрично относительно центра антенной решетки, а распределение фаз токов – антисимметрично.

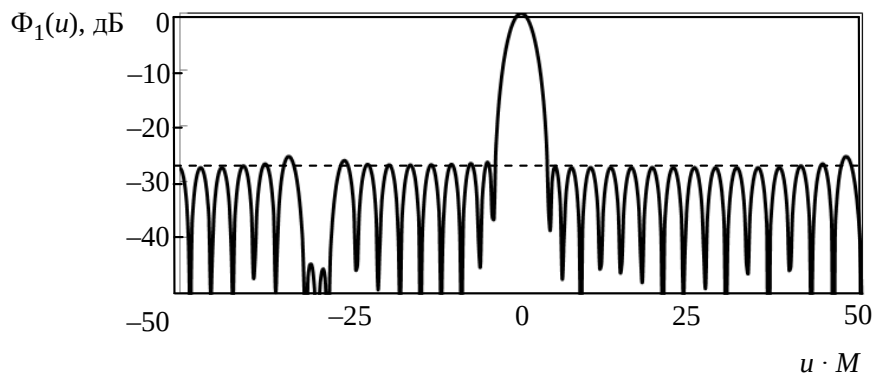


Рис. 4

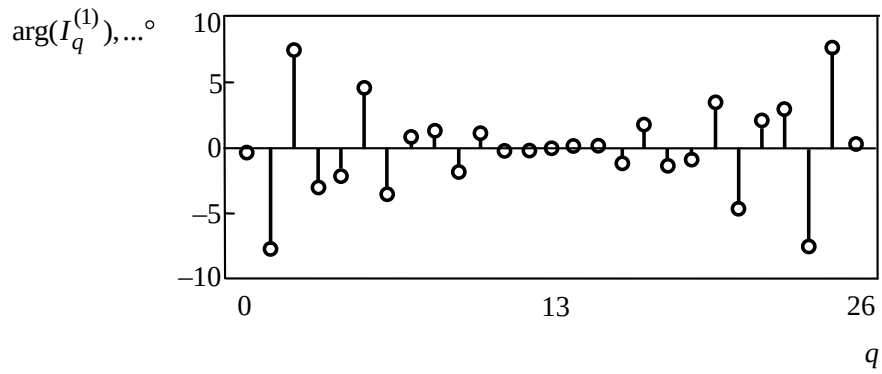


Рис. 5

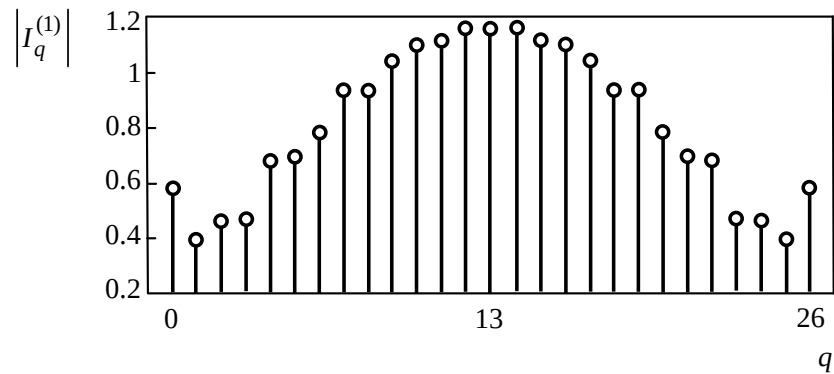


Рис. 6

Таким образом, для того чтобы сформировать в диаграмме направленности антенной решетки провал в определенном секторе, необходимо всего лишь изменить модуль и фазу тока в каждом излучателе на строго определенную величину.

Модуль может быть изменен введением в систему дополнительных усилителей-аттенюаторов. Коэффициент $K_q^{(1)}$, определяющий изменение модуля тока в излучателе, определяется выражением

$$K_q^{(1)} = 20 \log \frac{I_q^{(1)}}{I_q^{(0)}}.$$

Значение коэффициента $K_q^{(1)}$, соответствующего диаграмме направленности $\Phi_1(u)$, представлено на рис. 7.

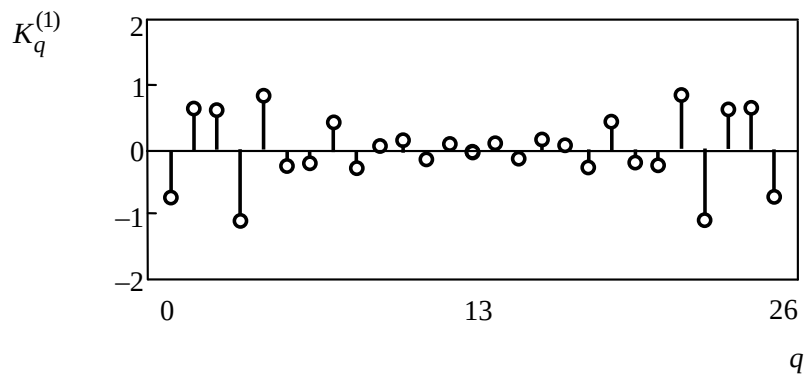


Рис. 7

Определение допустимого разброса установки амплитуды и фазы токов в излучателях. Рассмотрим теперь допустимый уровень ошибки при задании требуемого распределения токов. Для этого введем параметры Δ_q^A и Δ_q^{Ph} , отвечающие за ошибки при определении модуля и фазы токов в излучателях:

$$K_q^{(1)} = 20 \log \frac{I_q^{(1)}}{I_q^{(0)}} \pm \Delta_q^A;$$

$$\arg(I_q^{(1)}) = \arg(I_q^{(0)}) \pm \Delta_q^{Ph},$$

где Δ_q^A и Δ_q^{Ph} определены как случайные числа, лежащие на промежутке от нуля до заданной максимальной величины отклонения, удовлетворяющие закону нормального распределения.

Было определено, что максимальное отклонение модуля Δ_q^A , при котором диаграмма направленности искажается не критично, составляет примерно 0.5 дБ, при условии абсолютно точного задания фазы токов (т. е. $\Delta_q^{Ph}=0$). Максимальное отклонение фазы Δ_q^{Ph} , при котором диаграмма направленности искажается не критично, составляет примерно 5° , при условии абсолютно точного задания модуля токов (т. е. $\Delta_q^A=0$).

При одновременном учете ошибок Δ_q^A и Δ_q^{Ph} незначительные искажения диаграммы направленности достигаются при значениях $\Delta_q^A = 0.5$ дБ и $\Delta_q^{Ph} = 5^\circ$ (рис. 8).

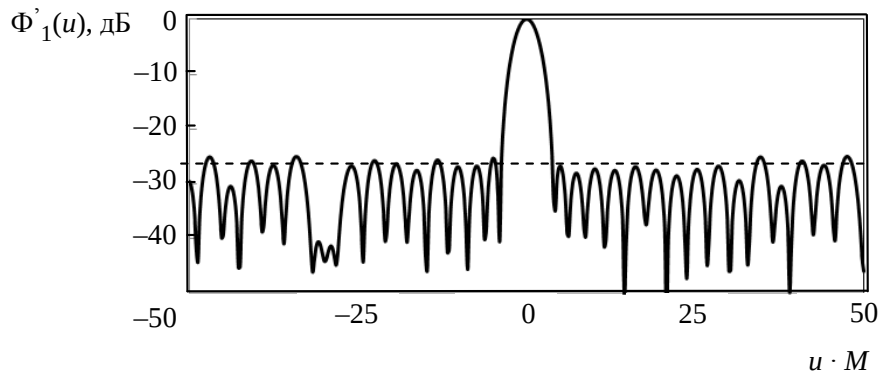


Рис. 8

Процедура управления положением основного луча. Фазированная антенная решетка характеризуется отклонением главного луча от центрального положения. Положение главного луча определяется параметром u_0 , который может быть включен в выражение для диаграммы направленности:

$$F_2(u, u_0) = T_M(u, u_0, z_0) Z(u, u_z, \delta),$$

где

$$T_M(u, u_0, z_0) = \begin{cases} \cos M \arccos(z_0 \cos(u - u_0)) & , z_0 \cos(u - u_0) < 1; \\ \cosh M \arccos(z_0 \cos(u - u_0)) & , z_0 \cos(u - u_0) > 1. \end{cases}$$

Положение же провала по-прежнему определяется u_z . Соответственно, данные параметры, определяющие положения основного луча и провала, являются независимыми.

Положение провала на рис. 9 остается тем же, что и на рис. 4, что объясняется одинаковым значением параметра u_z . Положения главного максимума для двух данных случаев различны, что, в свою очередь, объясняется различными значениями параметра u_0 . В этом случае главный луч отклонен, а распределение фазы токов $\arg(I_q^{(2)})$ в излучателях изменяется линейно (рис. 10).

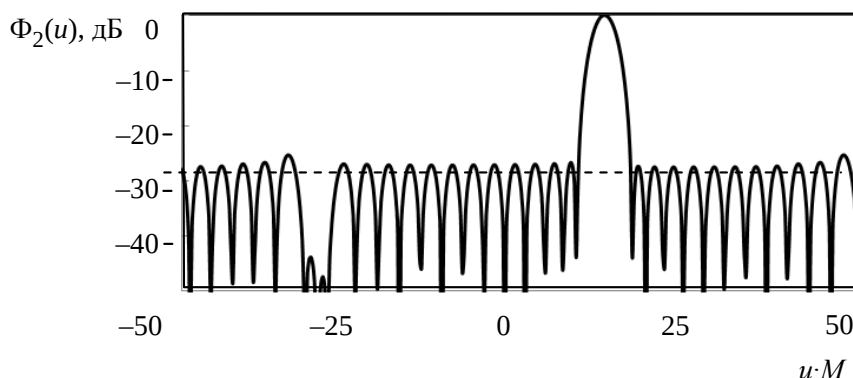


Рис. 9

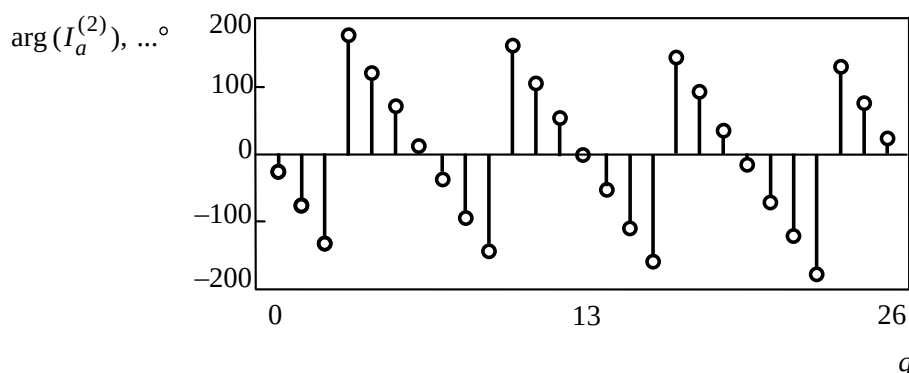


Рис. 10

В заключение отметим, что в данной статье был предложен алгоритм синтеза адаптивной антенной решетки с подавлением уровня боковых лепестков в заданном направлении. Были рассмотрены независимые процедуры управления положениями основного луча и провала диаграммы направленности, а также сделана оценка допустимого уровня ошибок при задании требуемого распределения токов.

Авторы сердечно благодарят Михаила Давыдовича Парнеса за формулирование проблемы и плодотворные дискуссии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991.
2. Appelbaum S. P. Adaptive Arrays // IEEE Trans. on AP. 1976. Vol. AP-24, № 5. P. 585–598.
3. Monzingo R. A., Miller T.W. Adaptive Arrays. New York: John Wiley and Sons, 1980.
4. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. Boston, London: Artech House, 1994.
5. Chu Y., Fang W. H. A Novel Wavelet-Based Generalized Side lobe Canceller // IEEE Trans. on AP. 1999. Vol. AP-47, № 9. P. 1485–1494.

6. Mouhamadou M., Vaudon P. Smart Antenna Array Patterns Synthesis: Null Steereind and Multu-user Beam Forming by Phase Control // Progress In Electromagnetics Research. PIER. 2006. Vol. 60. P. 95–106.
7. Woodward P. M., Lawson J. D. The theoretical precision with which an Arbitrary Radiation-pattern may be Obtained from a Source of Finite Size // Proc. IRE. 1948. Vol. 95, pt. 33. P. 362–370.
8. Mukhopadhyay M., Sarkar B. K., Chakraborty A. Auglimentation of Anti-Jam GPS System Using Smart Antenna with a Simple DOA Estimation Algorithm // Progress In Electromagnetics Research, PIER. 2007. Vol. 67. P. 231–249.
9. Dolph C. L. A Current Distribution for Broadside Arrays which Optimizes the Relationship between Beam Width and Side-Lobe Level // Proceedings of the I.R.E. and Waves and Electrons. June 1946. P. 335–348.
10. Вендик О. Г. Синтез линейки излучателей с немеханическим качанием луча // Изв. вузов. Радиотехника. 1960. Т. 3, вып. 1. С. 77–81.

O. G. Vendik, D. S. Kozlov

ADAPTIVE ARRAY WITH A SIDE LOBE CANCELLATION FOR SUPPRESSION OF JAMMING

The synthesis procedure of adaptive array with suppression of jamming is considered. This approach is based on reducing the level of side lobes in the required direction. In this case, the shape of the radiation pattern can be controlled by a set of samples, given a certain way. The example of the formation of the desired pattern and the corresponding distribution of the currents in the radiators of the lattice are demonstrated.

Adaptive array, phased antenna array, jamming suppression



УДК: 20.53.19, 28.23.13

И. И. Холод

СПОСОБЫ ПАРАЛЛЕЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА

Описываются возможные подходы к параллелизации алгоритмов интеллектуального анализа данных. Предлагается классификация способов параллелизации. Приводится описание программной реализации описанных способов параллелизации при блочной структуре алгоритмов интеллектуального анализа данных.

Интеллектуальный анализ, параллельные алгоритмы, интеллектуальный анализ распределенных данных

В настоящее время задача интеллектуального анализа данных (ИАД), как правило, решается по отношению к большим объемам данных. Это одно из главных условий извлечения из них действительно полезных знаний. Однако с увеличением объема обрабатываемых данных возникает проблема времени выполнения анализа. В связи с этим остро встает вопрос ускорения алгоритмов ИАД. Это возможно в первую очередь за счет их параллелизации и выполнения на нескольких процессорах.

Задача параллелизации как алгоритмов вообще, так и алгоритмов ИАД является весьма нетривиальной задачей. В большинстве случаев параллелизация алгоритмов анализа осуществляется применительно к конкретному алгоритму и конкретной задаче [1]. Такой подход является весьма трудоемким и не всегда дает желаемый результат. В данной статье предлагается рассмотреть подходы к параллелизации алгоритмов ИАД как к отдельному классу алгоритмов.

Характерными чертами рассматриваемого класса алгоритмов являются следующие:

- работа с данными, представляющими собой набор векторов;
- потоковая работа с данными (векторы обрабатываются последовательно один за другим);
- неизменность данных (данные только анализируются, но не изменяются);
- предварительная настройка алгоритма и невмешательство в его работу во время выполнения;
- построение модели знаний, являющейся результатом работы алгоритма.

Опираясь на эти особенности, рассмотрим подходы к параллелизации алгоритмов ИАД.

При параллелизации алгоритма в его структуре должны быть явно выделены параллельно выполняющиеся ветви. Для этого перед распараллеливанием ветвей должны быть выполнены подготовительные действия, позволяющие нескольким ветвям выполняться параллельно. К таким действиям относятся: разделение данных между ветвями, настройка каждой ветви алгоритма, разделение между ветвями построенной к данному моменту модели знаний и т. п. В связи с этим в структуру алгоритма должен быть добавлен блок, обеспечивающий такое распараллеливание, – блок `split`. После выполнения параллельных ветвей должны быть выполнены операции, обеспечивающие завершение параллельных ветвей и создание единого результата, например объединение построенных разными ветвями алгоритма моделей знаний. Для этого в структуру алгоритма должен быть добавлен блок, обеспечивающий объединение результатов, полученных каждой из ветвей, – блок `join`. Данный блок не обязательно должен синхронизировать потоки (например, при конвейерной обработке), но должен обобщать результат – формировать единую модель, описывающую полученные в результате анализа знания.

Как известно, возможны 2 типа параллелизации алгоритмов [1]: по данным (PD) и по задачам (PT). При параллелизации по данным каждая ветвь включает в себя одинаковую последовательность шагов, которая применяется к разным данным. При параллелизации по задачам ветви будут содержать различные последовательности шагов. Очевидно, для алгоритмов ИАД, обрабатывающих данные, наиболее естественным является параллелизм по данным, однако возможны варианты параллелизации и по задачам, например конвейерная обработка векторов.

Независимо от параллелизации по данным или по задачам среди ветвей параллельного алгоритма может отсутствовать или присутствовать выделенная ветвь, являющаяся диспетчером.

В первом случае (при отсутствии диспетчера) все ветви являются равноправными и независимыми. Они до начала выполнения должны получить все необходимые данные, настройки и модель. Далее происходит их запуск и ожидание завершения работы. Каждая ветвь выполняется самостоятельно и, в зависимости от типа параллелизации, либо вносит изменения в общую модель, либо строит свою модель. Во втором случае после завершения работы всех потоков будет производиться слияние полученных моделей блоком `join`.

Отличительной особенностью параллелизации с диспетчером является то, что выделяется одна ведущая ветвь алгоритма, которая управляет выполнением остальных ветвей. Например, она может выполнять перемещение по данным и их распределение между остальными параллельными ветвями.

При параллелизации алгоритма ИАД настройки анализа всегда будут общими для всех ветвей алгоритма, а данные и модель могут обрабатываться параллельными ветвями по-разному. В связи с этим можно выделить следующие типы параллельных алгоритмов ИАД относительно параллельных ветвей, модели и данных:

- один источник данных и одна модель (SDSM) – в этом случае параллельные ветви алгоритма работают с одним источником данных и одной моделью;

- много источников и одна модель (MDSM) – в этом случае каждая ветвь алгоритма работает с отдельным источником, но с одной моделью;

– один источник и много моделей (SDMM) – в этом случае каждая ветвь работает с общим источником данных, но строит каждая свою модель, которые впоследствии объединяются в одну;

– много источников и много моделей (MDMM) – в этом случае каждая ветвь работает со своим источником данных и строит каждая свою модель, которые впоследствии объединяются в одну.

Обобщая способы параллелизации алгоритмов ИАД, можно предложить следующую их классификацию (рис. 1). При этом способы параллелизации верхнего уровня связаны со структурными изменениями алгоритмов. Типы параллелизации нижнего уровня могут быть изменены настройкой алгоритмов, что будет показано далее.

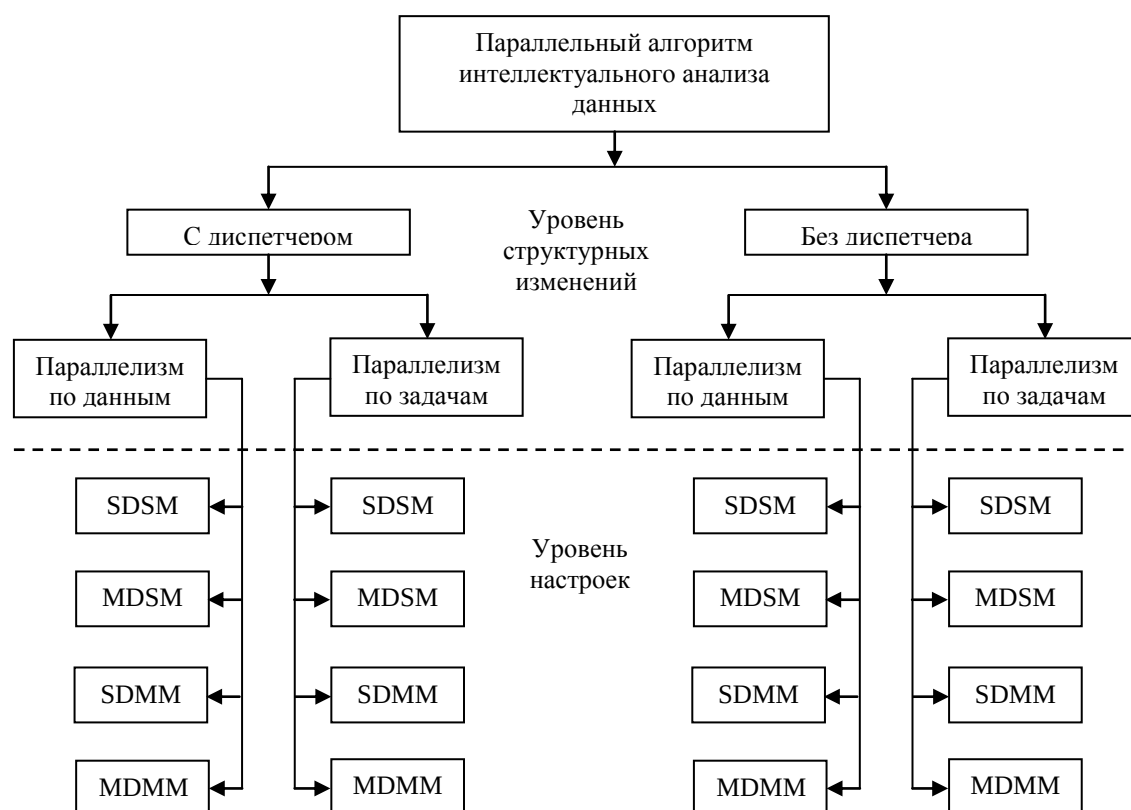


Рис. 1

Для реализации структурных изменений алгоритмов ИАД в блочную структуру [2] предлагается добавить новые классы `ParallelStep`, `ParallelBlock`, `ParallelByData` и `ParallelByTask` (рис. 2). Класс `ParallelStep` является абстрактным (он не реализует описанный в классе `Step` метод `execute()`) и содержит в себе массив обработчиков параллельного выполнения ветвей алгоритма `handlers` (и методы доступа к ним) и настройки параллельного выполнения `parallelAlgSettings`.

Класс `ParallelBlock` отвечает за выполнение параллельных ветвей алгоритма и наследуется от класса `ParallelStep`. В классе `ParallelBlock` кроме унаследованных методов определены еще 2 метода – `split()` и `join()`. В методе `split()` выполняются действия по запуску параллельных ветвей алгоритма. В методе `join()` объединяются потоки и результаты работы отдельных ветвей.

Класс `ParallelBlock` также содержит параметр `brDispatcher`, являющийся ветвью-диспетчером. Если данный параметр инициализирован последовательностью шагов (если `brDispatcher` $\neq$ null), то реализуется параллелизация с ветвью-диспетчером, последовательность шагов которой и содержится в `brDispatcher`. В противном случае (если `brDispatcher` = null) реализуется способ параллелизации без диспетчера.

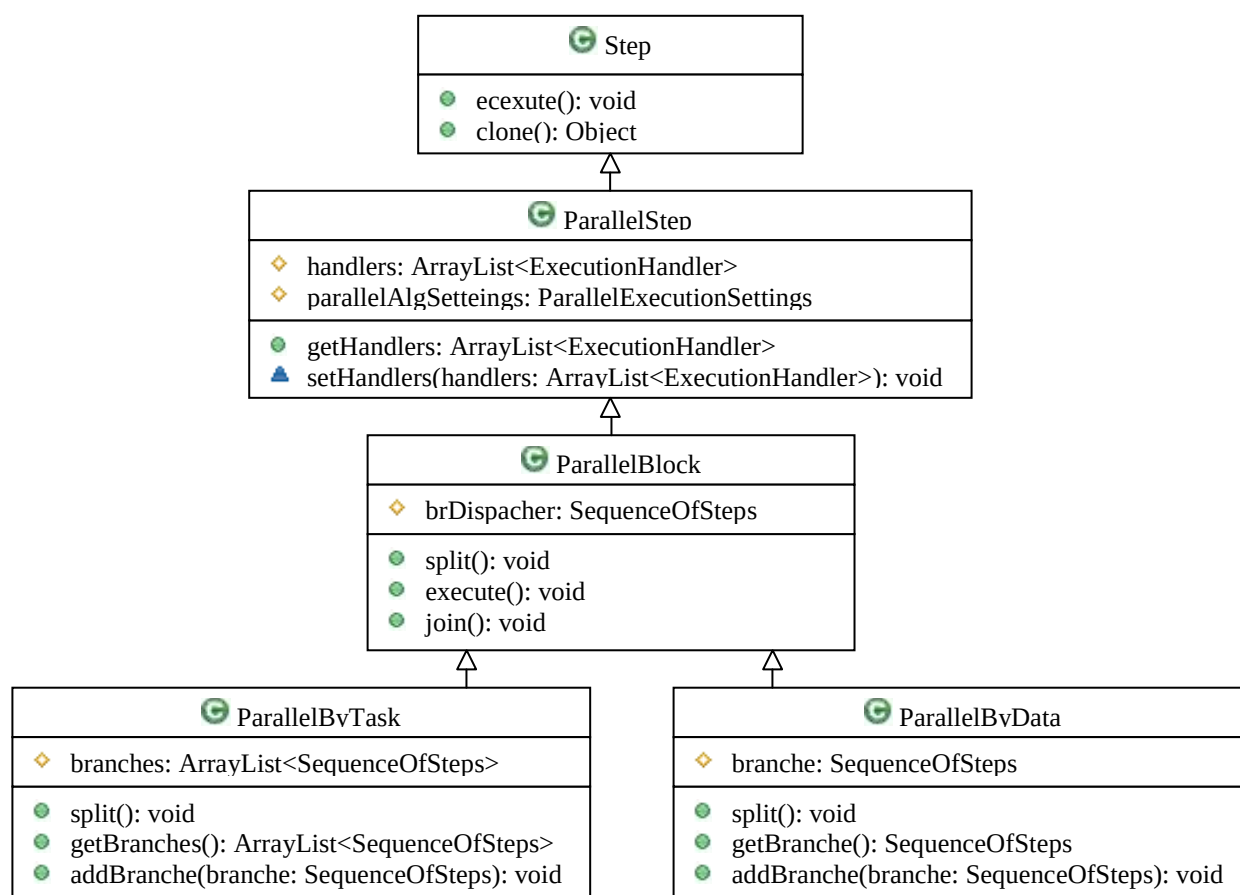


Рис. 2

Для реализации параллелизации по данным и по задачам от класса `ParallelBlock` наследуются 2 класса – `ParallelByData` и `ParallelByTask`. Первый класс реализует параллелизацию по данным. Он содержит параметр `branche` – последовательность шагов параллельных ветвей алгоритма, которая клонируется при запуске алгоритма для каждого доступного обработчика параллельной ветви. Для работы с этим параметром в классе определены: метод `getBranche()` – для получения последовательности и метод `setBranche()` – для формирования последовательности шагов. В отличие от него класс `ParallelByTask` содержит массив `branches` последовательностей шагов для каждой ветви параллельного алгоритма. Для работы с этим параметром в классе определены: метод `getBranches()` – для получения списка последовательностей и метод `addBranche()` – для добавления новой последовательности шагов. Кроме того, оба класса реализуют метод `split()`, в котором формируются параллельные ветви алгоритма и выполняется их инициализация.

В предложенной классификации, в зависимости от типа обработки данных и модели, меняется процесс формирования параллельного алгоритма и реализация методов описанных классов. Рассмотрим их подробнее.

В случае SDSM параллельные ветви алгоритма работают с одним источником данных и одной моделью. При этом перемещение по данным в источнике осуществляется по определенным правилам, заданным для каждой ветви алгоритма (например, одна ветвь обрабатывает четные записи, а другая нечетные). Такие правила позволяют избежать повторной обработки одних и тех же данных разными ветвями. Модель существует в единственном экземпляре, доступном для изменения каждой ветви алгоритма. При этом необходимо обеспечить бесконфликтный доступ к модели.

При формировании структуры параллельного алгоритма должны быть выполнены следующие действия:

- 1) в структуру добавить блок `ParallelBlock` и инициализировать его общими настройками, ссылками на данные и общую модель;
- 2) в блок `ParallelBlock` передать набор обработчиков выполнения. Количество обработчиков определяет количество параллельных ветвей;
- 3) в шаг `ParallelBlock` для каждой параллельной ветви алгоритма передать правила (курсоры) перемещения по общему потоку данных (количество курсоров должно совпадать с количеством ветвей);
- 4) сформировать последовательность блоков, которая будет выполняться параллельно;
- 5) для каждого блока задать общие настройки, ссылку на общие данные и общую модель;
- 6) в блок `ParallelBlock` передать сформированную последовательность.

При подготовке к параллелизации в методе `ParallelBlock.split()` будут выполняться следующие шаги:

- 1) клонировать последовательность блоков для каждой ветви алгоритма;
- 2) каждому экземпляру последовательности передать курсор для перемещения по данным;
- 3) для каждого обработчика создать свою ветвь и передать ее в обработчик;
- 4) запустить все обработчики на выполнение.

При обобщении результатов в методе `ParallelBlock.join()` ничего делать не надо, кроме, возможно, проверки корректности построенной модели.

В методе `ParallelBlock.execute()` будут выполняться следующие действия:

- 1) вызвать метод `ParallelBlock.split()`;
- 2) запустить все обработчики на выполнение;
- 3) вызвать метод `ParallelBlock.join()`.

В случае MDSM каждая ветвь алгоритма работает с отдельным источником, но при этом они строят общую модель. При работе с общей моделью также должна быть обеспечена бесконфликтная работа с ней.

При формировании структуры параллельного алгоритма должны быть выполнены следующие действия:

1) в структуру добавить блок `ParallelBlock` и инициализировать его общими настройками и общей моделью;

2) в блок `ParallelBlock` передать набор обработчиков выполнения;

3) в блок `ParallelBlock` для каждой параллельной ветви алгоритма передать свои источники данных;

4) сформировать последовательность блоков, которая будет выполняться параллельно;

5) для каждого блока задать общие настройки и общую модель;

6) в блок `ParallelBlock` передать сформированную последовательность.

При подготовке к параллелизации метод `ParallelBlock.split()` будет выполнять следующую последовательность действий:

1) клонировать последовательность блоков для каждой ветви алгоритма;

2) каждому экземпляру последовательности передать свой источник данных;

3) для каждого обработчика создать свою ветвь алгоритма и передать ее в обработчик.

При обобщении результатов в методе `ParallelBlock.join()` ничего делать не надо, кроме, возможно, проверки корректности построенной модели.

В методе `ParallelBlock.execute()` будут выполняться следующие действия:

1) вызвать метод `ParallelBlock.split()`;

2) запустить все обработчики на выполнение;

3) вызвать метод `ParallelBlock.join()`.

В случае SDMM все параллельные ветви алгоритма работают с одним источником данных, разделяя их между собой по заданным правилам (курсорам). При этом для каждой ветви создается свой экземпляр модели, получаемый клонированием из построенной модели на шаге разделения. После выполнения параллельных ветвей построенные ими модели должны объединяться на шаге `join` в единую модель.

При формировании структуры параллельного алгоритма должны быть выполнены следующие действия:

1) в структуру добавить блок `ParallelBlock` и инициализировать его общими настройками и общим источником данных;

2) в блок `ParallelBlock` передать набор обработчиков выполнения. Количество обработчиков определяет количество параллельных ветвей;

3) в блок `ParallelBlock` для каждой параллельной ветви алгоритма передать правила (курсоры) перемещения по общему потоку данных;

4) сформировать последовательность блоков, которая будет выполняться параллельно;

5) для каждого блока задать общие настройки и общий источник данных;

6) в блок `ParallelBlock` передать сформированную последовательность.

При подготовке к параллелизации метод `ParallelBlock.split()` будет выполнять следующие действия:

1) клонировать последовательность блоков для каждой ветви алгоритма;

2) для каждой ветви алгоритма клонировать модель, построенную на текущий момент;

3) каждому экземпляру последовательности передать свой курсор для перемещения по данным и свой экземпляр модели;

4) для каждого обработчика создать свою ветвь алгоритма и передать ее в обработчик.

При обобщении результатов в методе `ParallelBlock.join()` должны выполняться следующие действия:

1) объединить все модели, построенные отдельными ветвями, в одну;

2) общую модель заменить на объединенную модель.

В методе `ParallelBlock.execute()` будут выполняться следующие действия:

1) вызвать метод `ParallelBlock.split()`;

2) запустить все обработчики на выполнение;

3) вызвать метод `ParallelBlock.join()`.

В случае MDMM каждая ветвь алгоритма работает со своим источником данных и строит свой экземпляр модели. После выполнения параллельных ветвей построенные модели объединяются в одну.

При формировании структуры параллельного алгоритма должны быть выполнены следующие действия:

1) в структуру добавить блок `ParallelBlock` и инициализировать его общими настройками;

2) в блок `ParallelBlock` передать набор обработчиков выполнения;

3) в блок `ParallelBlock` для каждой параллельной ветви алгоритма передать ссылку на источник данных;

4) сформировать последовательность блоков, которая будет выполняться параллельно;

5) для каждого блока задать общие настройки;

6) в блок `ParallelBlock` передать сформированную последовательность.

При подготовке к параллелизации метод `ParallelBlock.split()` будет выполнять следующие действия:

1) клонировать последовательность блоков для каждой ветви алгоритма;

2) для каждой ветви алгоритма клонировать модель, построенную на текущий момент;

3) каждому экземпляру последовательности передать свой источник данных и свой экземпляр модели;

4) для каждого обработчика создать свою ветвь алгоритма и передать ее в обработчик.

При обобщении результатов в методе `ParallelBlock.join()` должны выполняться следующие действия:

1) объединить все модели, построенные отдельными ветвями, в одну;

2) общую модель заменить на объединенную модель.

В методе `ParallelBlock.execute()` будут выполняться следующие действия:

1) вызвать метод `ParallelBlock.split()`;

2) запустить все обработчики на выполнение;

3) вызвать метод `ParallelBlock.join()`.

Сведем все действия по формированию структуры параллельных алгоритмов в табл. 1, а все действия, выполняемые в методах класса `ParallelBlock`, – в табл. 2.

Таблица 1

№	SDSM	MDSM	SDMM	MDMM
Формирование алгоритма ИАД				
1	В структуру добавить шаг ParallelBlock и инициализировать его:			
	общими настройками			
	общим источником данных		общим источником данных	
	общей моделью	общей моделью		
2	В шаг ParallelBlock передать набор обработчиков выполнения, реализующих параллельные процессы (потoki, web-сервисы, агенты и др.). При этом количество обработчиков определяет количество параллельных ветвей			
3	В шаг ParallelBlock для каждой параллельной ветви алгоритма передать:			
	правила (курсоры) перемещения по общему потоку данных (количество курсоров должно совпадать с количеством ветвей, обрабатывающих данные)	свои источники данных	правила (курсоры) перемещения по общему потоку данных (количество курсоров должно совпадать с количеством ветвей, обрабатывающих данные)	ссылку на источник данных (количество курсоров должно совпадать с количеством ветвей, обрабатывающих данные)
4	Сформировать последовательности шагов для ветвей, которые будут выполняться параллельно			
5	Для каждого шага всех ветвей задать:			
	общие настройки			
	общий источник данных		общий источник данных	
	общую модель	общую модель		
6	В шаг ParallelBlock передать сформированные последовательности			

Таблица 2

№	SDSM	MDSM	SDMM	MDMM
ParallelBlock.split()				
1	Клонировать последовательность шагов для каждой ветви параллельного алгоритма			
2			Для каждой ветви алгоритма клонировать модель, построенную на текущий момент	
3	Каждому экземпляру последовательности передать:			
	свой курсор для перемещения по данным	свой источник данных	свой курсор для перемещения по данным и свой экземпляр модели	свой источник данных и свой экземпляр модели
4	Для каждого обработчика создать свою ветвь алгоритма и передать ее в обработчик			
ParallelBlock.join()				
1			Объединить все модели, построенные отдельными ветвями, в одну	
ParallelBlock.execute()				
1	Вызвать метод ParallelBlock.split()			
2	Запустить все обработчики на выполнение			
3	Вызвать метод ParallelBlock.join()			

В результате все подходы к параллелизации алгоритмов ИАД можно классифицировать разделив их на требующие структурных перестроений алгоритма и не требующие, реализуемые за счет настройки алгоритма. Для формирования структурных изменений предлагаются блоки и реализующие их классы, позволяющие легко модифицировать блоковую структуру алгоритмов ИАД из последовательной в параллельную. Подходы ниже-

го уровня могут быть изменены перенастройкой алгоритма в зависимости от условий его выполнения. Предложенная реализация методов параллелизации алгоритмов позволяет выполнять их самонастройку в автоматическом режиме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Интеллектуальный анализ распределенных данных на базе облачных вычислений / М. С. Куприянов, И. И. Холод, З. А. Каршиев и др. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011.
2. Холод И. И., Каршиев З. А. Параллелизация алгоритма Naive Bayes на основе блочной структуры // Сб. докл. XV Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям SCM'2012, СПб., 25–27 июня 2012. Т. 1. С. 182–185.

I. I. Kholod

METHODS PARALLELIZING DATA MINING ALGORITHMS

This article describes possible approaches to the parallelization of data mining algorithms. The classification methods of parallelization. Offers classes to implement the methods described in the block structure of the parallelization of data mining algorithms.

Mining, parallel algorithms, distributed data mining

УДК: 20.53.19, 28.23.13

И. И. Холод, А. В. Накидкин

ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ВЫПОЛНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДАННЫХ НА ОСНОВЕ АСИНХРОННОГО ОБМЕНА СООБЩЕНИЯМИ

Описывается подход к реализации параллельного выполнения алгоритмов интеллектуального анализа данных на основе асинхронного обмена сообщениями. Предлагаются новые элементы в блочную структуру таких алгоритмов для выполнения обмена сообщениями между параллельными ветвями. Приводится программная реализация предложенных блоков обмена сообщениями.

Интеллектуальный анализ данных, параллельные алгоритмы, модель акторов, асинхронное взаимодействие

Выполнение алгоритмов интеллектуального анализа (ИАД) связано с обработкой больших объемов данных, которые могут размещаться как в одном хранилище, так и в нескольких. Для повышения производительности анализа выполнение таких алгоритмов распараллеливают. При этом часто возникает необходимость обмена информацией между параллельно выполняющимися потоками.

При разделении алгоритма ИАД на отдельные функциональные блоки [1] он легко может быть перестроен из последовательной формы в параллельную. Так как функциональные блоки алгоритмов унифицированы и могут использоваться при любом типе параллелизации, они не должны зависеть от факта и типа обмена информацией. В данной статье предлагается решение этой проблемы. Основная идея заключается в локализации действий, связанных с обменом информацией, и выделении их в отдельные функциональные блоки.

Любой обмен разделяется на две фазы:

- подготовка и отправка сообщения;
- получение и обработка сообщения.

Таким образом, в параллельном блоке алгоритма ParallelBlock должны быть 2 типа функциональных блоков, отвечающих за пересылку сообщений:

– Sender – отправитель, выполняющий подготовку сообщения и отправляющий его через доступные средства передачи;

– Receiver – получатель, ожидающий сообщения и выполняющий их получение с помощью доступных средств доставки сообщений.

Выполнение блока-отправителя происходит в общем потоке алгоритма, т. е. он будет выполнен сразу после завершения предыдущего блока, а после его выполнения (отправки сообщения) управление перейдет к следующему за ним блоку (рис. 1). В отличие от отправителя блок-получатель будет ожидать сообщение до его прихода, т. е. после выполнения предшествующего блока выполнение последовательности будет приостановлено до получения сообщения. После обработки полученного сообщения выполнение последовательности будет продолжено.

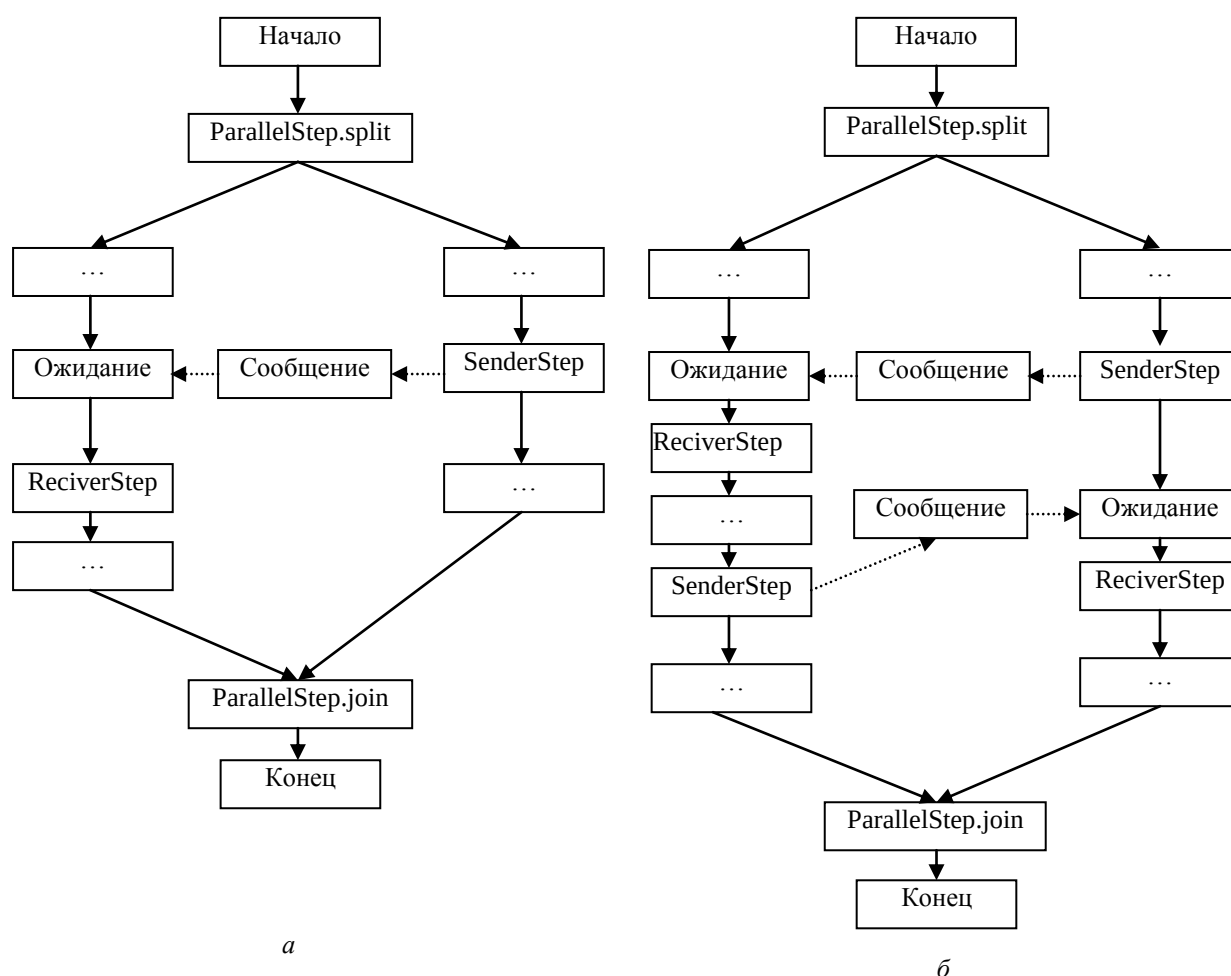


Рис. 1

Как известно, информационный обмен может быть асинхронным и синхронным. При асинхронном взаимодействии после отправки сообщения процесс выполнения продолжается, а ответ может быть получен в любое время или не получен вовсе (рис. 1, а). При синхронном обмене отправитель, послав сообщение, переходит в состояние ожидания до получения ответа (рис. 1, б).

Поведение отдельных функциональных блоков алгоритмов интеллектуального анализа зависит от исходных данных, модели и настроек, переданных в блок [1]. При этом изменению в процессе выполнения блока подвергаются только модель и курсор, указывающий на текущий обрабатываемый вектор набора данных. Таким образом, обмену между параллельно выполняющимися функциональными блоками подлежат только модель и индекс (курсор) обрабатываемого вектора набора данных.

Рассмотрим следующие типовые ситуации, при которых в алгоритмах интеллектуального анализа данных встает задача обмена сообщениями:

- 1) распределение исходных данных между параллельно выполняющимися ветвями алгоритма;
- 2) сбор полученных моделей для их интеграции и представления единого результата;
- 3) обмен промежуточными результатами (моделями знаний) между ветвями для коррекции дальнейшего анализа.

В первой ситуации блок-отправитель распределяет векторы набора данных по параллельно выполняющимся потокам в соответствии с внутренним алгоритмом. Данный блок должен выполняться в потоке-диспетчере. При этом остальные потоки выполняются после получения очередного вектора. Таким образом, в описываемой ситуации используется асинхронный обмен сообщениями.

Примером описанной ситуации может служить параллелизация алгоритма Naive Base [2], при которой каждая параллельная ветвь вычисляет байесовскую вероятность для отдельного класса. Блок Sender, выполняющийся в потоке-диспетчере, определяет для очередного вектора класс, к которому он принадлежит, и в зависимости от этого передает его в соответствующую ветвь алгоритма.

При сборе полученных результатов каждый поток отправляет полученные результаты потоку-диспетчеру, который их обобщает и представляет единый результат. При этом поток-диспетчер находится в состоянии ожидания результатов от всех остальных потоков и лишь после получения всех результатов выполняет их обработку. В этом случае также происходит асинхронный обмен сообщениями.

Примером приведенного сценария также может являться алгоритм Nave Base, в котором параллельно выполняющиеся ветви строят модели для отдельных классов при обработке переданных им векторов. После обработки всех векторов параллельные ветви передают построенные ими модели (для каждого класса) потоку-диспетчеру. В нем модели объединяются в единый результат анализа.

В ситуации с обменом промежуточными результатами каждый поток после формирования результата рассылает его остальным потокам. При получении сообщений от всех потоков каждый поток обрабатывает их, корректирует свою работу и продолжает выполнение. Необходимо заметить, что, несмотря на присутствие в каждом потоке связки блоков *отправитель* – *получатель*, данный обмен не является синхронным, так как в этом случае получатель ожидает не ответа на отправленное сообщение, а информацию, которая может быть выслана другим потоком в любое время (и до получения сообщения от первого потока). При этом выполнение потока будет продолжено лишь после получения промежуточных результатов от всех параллельных потоков (в том числе и после получения собственного результата).

Примером данной ситуации может выступать алгоритм построения классификационных правил С4.5 [2], в котором каждая параллельная ветвь вычисляет информативность атрибутов по выделенному ей набору данных. В этом случае возможен обмен между ветвями алгоритма вычисленными значениями информативности атрибутов. После получения данной информации каждая ветвь определяет наиболее информативный атрибут для всего набора данных и с учетом этого продолжает строить дерево решений.

Для реализации блоков отправителя и получателя предлагается добавить в блочную структура алгоритмов ИАД классы SenderStep и RecieverStep (рис. 2). Для того чтобы объекты данных классов добавлялись и выполнялись в параллельных ветвях блочной структуры алгоритма, они должны наследоваться от класса ParallelStep, который в свою очередь наследуется от базового класса Step.

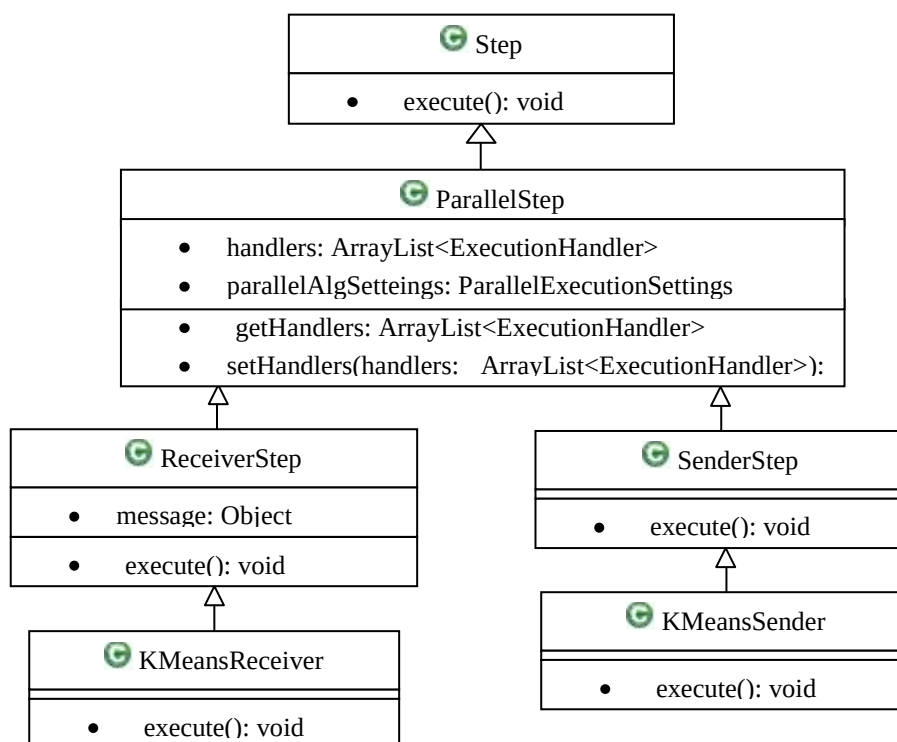


Рис. 2

Класс ParallelStep является абстрактным (он не реализует описанный в классе Step метод execute()) и содержит в себе массив обработчиков параллельного выполнения ветвей алгоритма handlers (и методы доступа к ним) и настройки параллельного выполнения parallelAlgSettings. Обработчики реализуют возможности параллельного выполнения на основе разных технологий: потоки, акторы, web-сервисы и др. Их реализация не зависит от алгоритма, а реализация алгоритма не зависит от технологии параллельного выполнения.

Класс получателя SenderStep в методе execute() рассылает сообщения посредством обработчиков handlers всем параллельно выполняющимся ветвям алгоритма ИАД. Алгоритм формирования сообщения, как и само сообщение, зависит от алгоритма ИАД и реализуется в классе, наследуемом от SenderStep и реализующем соответствующий функциональный блок алгоритма. На рисунке изображен класс KMeansSender, распределяющий в методе execute() индексы векторов параллельным ветвям алгоритма.

Класс получателя ReceiverStep определяет переменную message, содержащую получаемое сообщение. В методе execute данного класса выполняется непосредственное получение сообщения и инициализация переменной message. Получение сообщения выполняется в цикле ожидания, т. е. выход из цикла осуществляется только после получения сообщения (рис. 3). Переменная message доступна дочерним классам и может быть в дальнейшем обработана в соответствии с алгоритмом ИАД. На рисунке приведен класс KMeansReceiver, выполняющий в методе execute() позиционирование курсора потока данных в соответствии с индексом, пришедшим в сообщении.

```
message = null;  
while (message == null)  
    message = ((MessageExecutionHandler)handler).receive();
```

Рис. 3

Введение в блочную структуру предлагаемых функциональных блоков и соответствующих им классов позволяет легко добавить в параллельный алгоритм возможность обмена информацией. Например, параллельный алгоритм KMeans может быть декомпозирован на следующие функциональные блоки (рис. 4, а):

- вычисление начальных центров кластеров – InitClusterByRandom;
- поиск кластеров, пока меняются их центры – FindClusters;
- параллельный блок – ParallelByData;
- поиск ближайшего центра кластера для вектора – FindNearestClusterForVector;
- цикл по всем кластерам – CycleByClusters;
- вычисление новых центров кластеров – CalcCentroidOfClusters.

Из рисунка видно, что блок FindNearestClusterForVector выполняется для каждого вектора внутри цикла по векторам CycleByVectors. Этот цикл выполняется параллельно в блоке ParallelByData, который в свою очередь, как и блок CalcCentroidOfClusters, выполняется во внешнем цикле. Условием выхода из цикла является отсутствие изменений в кластерах.

Описанная блочная структура может выполняться параллельно без информационного обмена при обработке разных источников информации (или одного, заранее разделенного на несколько). При этом все его ветви строят единую модель кластеризации. Однако при параллельном анализе одного источника данных встает задача диспетчеризации обрабатываемых векторов между параллельными ветвями алгоритма. При реализации данного алгоритма в блочной структуре [1] возможна его модификация добавлением новых блоков KMeansSenderStep и KMeansReceiverStep без изменения остальных функциональных блоков (рис. 4, б). При этом блок KMeansReceiverStep тиражируется и добавляется в параллельные ветви алгоритма, а блок KMeansSenderStep добавляется в одном экземпляре в диспетчерскую ветвь. Это позволяет из блока KMeansSenderStep распределять векторы между параллельными ветвями алгоритма.

Реализация обмена сообщениями зависит от технологии реализации параллельного выполнения алгоритма. Например, при реализации параллелизма на потоках обмен сообщениями может быть реализован через общую память.

Более интересной выглядит реализация на основе модели акторов [3]. Модель акторов представляет собой математическую модель параллельных вычислений, которая трактует понятие «актор» как универсальный примитив параллельного численного расчета. Актор в ответ на полученные сообщения может принимать локальные решения: создавать новые акторы, посылать свои сообщения, а также устанавливать, как следует реагировать на последующие сообщения.

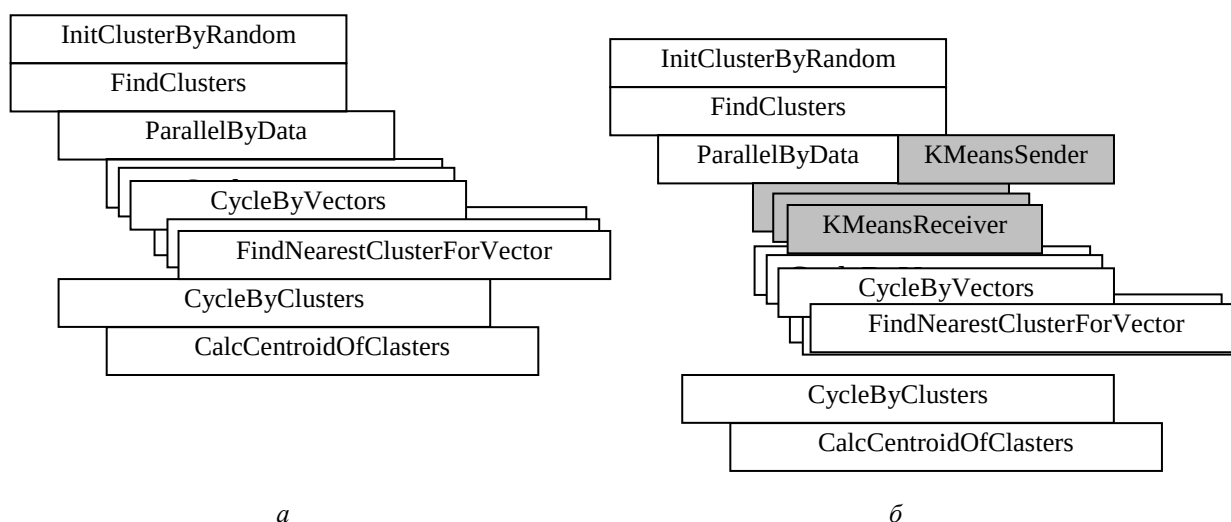


Рис. 4

Параллельное выполнение ветвей алгоритмов ИАД может быть реализовано на данной модели. В этом случае каждому актору назначается своя ветвь алгоритма, за выполнение которой он отвечает. Для запуска выполнения актору посылается команда, получив которую он запускает переданную ему последовательность блоков алгоритма.

Для организации асинхронного обмена сообщениями модель акторов предполагает использование очередей. Каждый актор имеет свою очередь, куда помещаются принятые им сообщения и где они хранятся до их обработки. Актор последовательно извлекает из очереди сообщения и реализует в соответствии с ними свое поведение. При отсутствии сообщений в очереди актор переходит в режим ожидания.

Для реализации асинхронного взаимодействия в алгоритмах ИАД предлагается также использовать модель акторов. В этом случае блок-отправитель будет передавать сообщения актору. К нему же за сообщением будет обращаться получатель. Таким образом, актор будет выступать в роли посредника между блоками отправителя и получателя и тем самым реализовывать обмен сообщениями.

Таким образом, в данной статье показана необходимость информационного обмена при параллельном выполнении алгоритмов ИАД. В большинстве случаев такой обмен выполняется асинхронно. Для упрощения преобразования алгоритмов ИАД, реализованных

в блочной структуре [1], предлагается добавить новые классы, реализующие функциональные блоки отправки и получения сообщений. Реализация таких классов отделена от технологии обмена сообщениями. За счет этого одна и та же реализация алгоритма ИАД может использовать различные технологии обмена (так же как и различные технологии выполнения параллельных вычислений): потоки, модели акторов и др.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Холод И. И., Каршиев З. А. Параллелизация алгоритма Naive Bayes на основе блочной структуры // Сб. докл. XV Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям SCM'2012, СПб., 25–27 июня 2012. Т. 1. С. 182–185.
2. Барсегян А. А., Куприянов М. С., Холод И. И. Анализ данных и процессов. СПб.: БХВ-Петербург, 2009.
3. Федотов И. Библиотека профессионала. Модели параллельного программирования. М.: Солон-пресс, 2012.

I. I. Kholod, A. V. Nakidkin

EXECUTION OF DATA MINING ALGORITHMS BASED ON ASYNCHRONOUS MESSAGING

This paper describes an approach to the implementation of the parallel execution of data mining algorithms based on asynchronous messaging. As the realization of such an approach is proposed to use the model of actors.

Data mining, parallel algorithms, the model of actors, asynchronous communication

УДК 681.32

В. А. Кирьянчиков, А. С. Романов

АВТОМАТИЗАЦИЯ ГЕНЕРАЦИИ ТЕСТОВ ПРОГРАММ ПО ДИАГРАММАМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Рассматривается методика автоматизированной генерации интеграционных тестов на основе диаграмм последовательности языка UML, приводится пример диаграммы последовательности с различными типами сообщений и их ограничений, предлагается алгоритм создания сценария тестирования на основе заданных в диаграмме последовательности сообщений и ограничений этих сообщений, приводится сформированный по диаграмме набор тестов, обеспечивающих проверку корректности работы моделируемой программы.

Тестирование на основе моделей, язык UML, диаграмма последовательности, язык OCL, система ПРОЛОГ

Данная статья является развитием методологии тестирования программ на основе моделей языка UML, примененной в работе [1] для создания методики автоматизированной генерации модульных тестов. В языке UML модели программ представляются в виде диаграмм и могут быть описаны в формате XML по схеме, задаваемой языком. Если методика генерации модульных тестов в [1] была основана на использовании диаграмм состояний, то в настоящей статье предлагается методика формирования интеграционных тестов на основе диаграмм последовательности, моделирующих взаимодействие объектов системы в виде упорядоченного во времени обмена сообщениями.

Диаграммы последовательности (ДП) [2], [3] однозначно определяют набор объектов, участвующих во взаимодействии, состав связей между объектами и последовательность передачи сообщений между объектами. Так как ДП описывает взаимодействие

группы объектов, то составленные на ее основе тесты позволяют проверить корректность взаимодействия различных объектов программного средства (ПС) при их объединении друг с другом. Такие тесты относятся к классу интеграционных тестов и применяются как на этапе разработки ПС, так и на этапе его сопровождения. В последнем случае они служат основой регрессионного тестирования, когда при изменении кода программного модуля необходимо проверить, не появились ли новые ошибки и не нарушено ли взаимодействие этого модуля с другими.

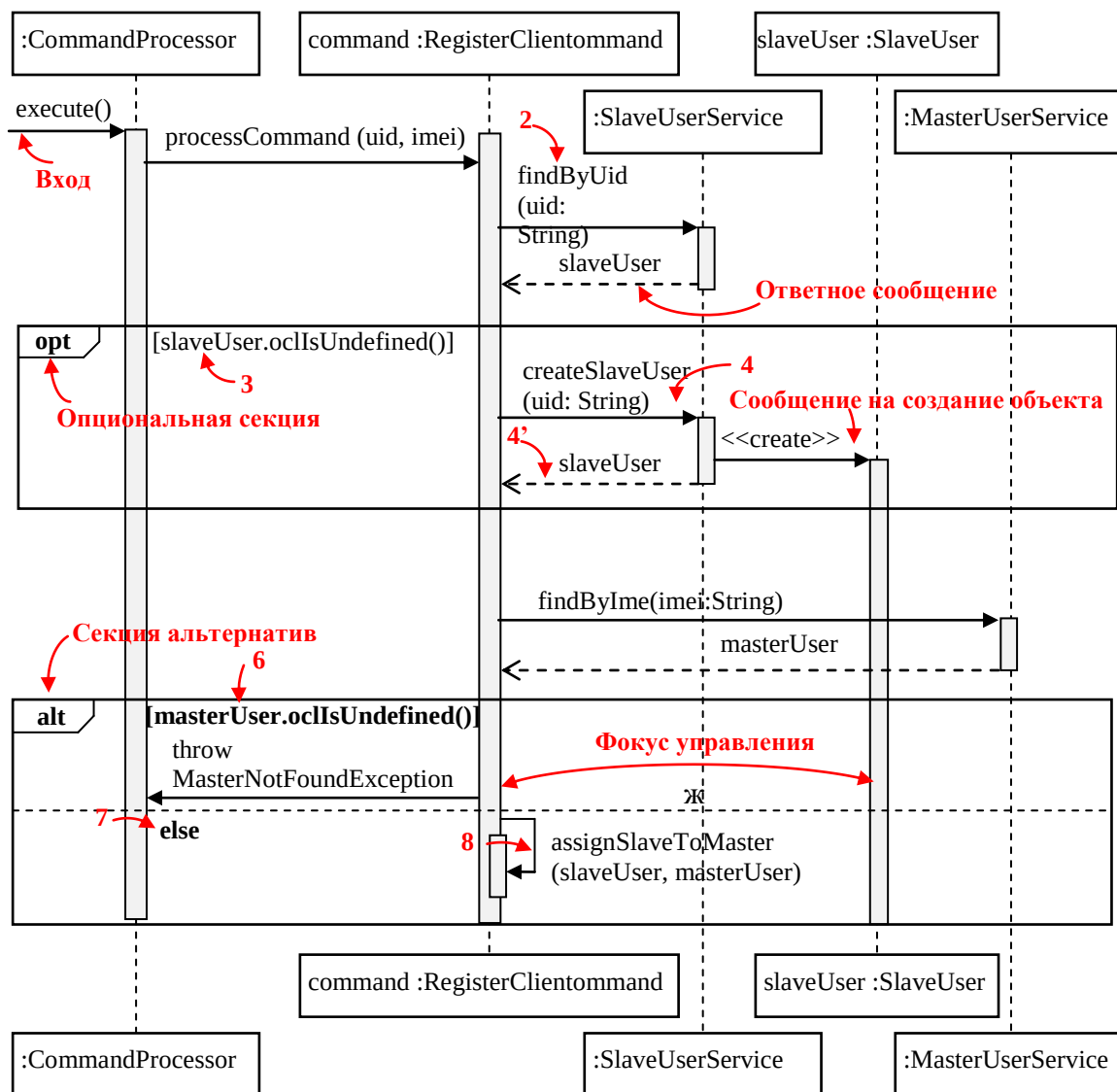


Рис. 1

На рис. 1 приведен пример ДП, моделирующей процесс выполнения программы регистрации slave-программы клиента на сервере и связывания ее с учетной записью master-программы. Функциональное пояснение этой ДП будет приведено далее, а сейчас поясним состав и обозначение основных компонентов ДП:

1. Линия жизни объекта. Обозначается вертикальной штриховой линией с прямоугольником на верхнем и/или нижнем конце линии, в котором указываются имя и, возможно, тип объекта. Допускается использование безымянных объектов, для которых указывается только тип объекта.

2. Вход/Выход – точки соединения фрагмента взаимодействия ДП с окружающей средой выполнения, служат для обозначения мест ввода входных сообщений и вывода выходных сообщений.

3. Фокус управления. Изображается в виде узкого вертикального прямоугольника, верхняя сторона которого обозначает начало получения управления объектом (начало активности), а нижняя сторона – момент окончания управления (окончание активности).

4. Сообщения. Сообщение представляет собой законченный фрагмент информации, который передается от одного объекта к другому. Сообщения изображаются горизонтальными стрелками, соединяющими линии жизни или фокусы управления двух объектов на диаграмме последовательности.

В языке UML различаются несколько видов сообщений, каждый из которых имеет свое графическое изображение [2]:

- 1) синхронное сообщение. Изображается стрелкой с заполненным наконечником;
- 2) асинхронное сообщение. Изображается обычной стрелкой;
- 3) сообщение «создать». Используется для создания объекта, изображается штриховой линией с обычной стрелкой, указывающей на начало его линии жизни;
- 4) сообщение «уничтожить». Используется для прекращения линии жизни объекта, которая заканчивается «крестом», изображается стрелкой с заполненным наконечником;
- 5) ответные сообщения. В этом сообщении объект передает результаты вычислений или другие результаты в ответ на синхронное или асинхронное сообщение.

Каждое сообщение может быть детализировано указанием ограничения, которое должно выполняться в момент передачи сообщения. Если интерпретировать ДП как последовательность вызовов методов объектов, то можно сказать, что предусловие – это ограничение, которое должно выполняться в момент передачи сообщения-запроса, а постусловие – это ограничение, которое должно быть выполнено в момент возврата управления инициатору сообщения. При этом не играет роли, передаются данные в ответном сообщении или нет (рис. 2).

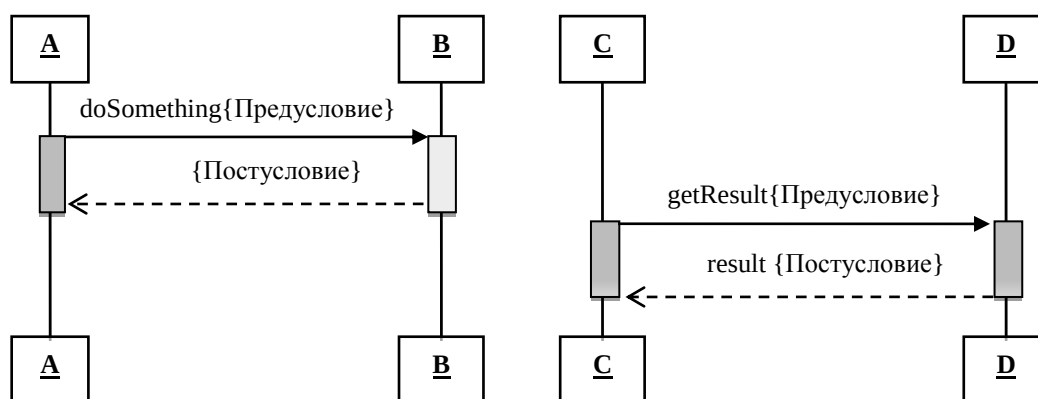


Рис. 2

Основным видом ограничений, используемым в статье, является инвариант состояния (ИС). На диаграмме ИС изображается в виде выражения на языке OCL, записанного в фигурных скобках на линии жизни объекта или фокусе управления. ИС можно использовать для спецификации различных видов ограничений, таких, как значения атрибутов или переменных, внутренние или внешние состояния и т. д. Ограничения оцениваются/вычисляются немедленно до наступления следующих событий. Если ограничение истинно, маршрут – допустимый, иначе – маршрут не допустим.

Объектные ограничения также могут использоваться для управления потоком управления с помощью секции альтернатив и опциональной секции (см. рис. 1):

1. Секция альтернатив. Определяет различные маршруты передачи сообщений в зависимости от того, какое защитное условие выполнено.

2. Опциональная секция. Семантика этой секции такая же, как у секции альтернатив с одним вариантом маршрута выполнения, который будет пройден, если выполнено защитное условие. В противном случае выполнение продолжается с передачи сообщения, которое следует за опциональной секцией.

Целью интеграционного тестирования является проверка корректности работы системы объектов при получении входных данных, удовлетворяющих заданным условиям. Ограничения, накладываемые на входные данные, могут быть отражены в ограничении, включенном во входное сообщение.

Можно утверждать, что функционирование системы объектов корректно, если при соблюдении последовательности сообщений выполняются инварианты состояний и истинны условия, относящиеся к сообщениям. Таким образом, ключевыми аспектами ДП являются последовательность сообщений и ограничения этих сообщений. На основе этих данных можно составить сценарий тестирования. Так как в процессе передачи сообщений система объектов переходит из одного состояния в другое, то диаграмму последовательности можно преобразовать в диаграмму состояний (ДС) и воспользоваться методикой генерации тестов на основе ДС, описанной в [3].

Преобразование ДП в эквивалентную ей ДС осуществляется по следующему правилу.

Каждое сообщение M_i от объекта A к объекту B преобразуется в пару состояний SM_i и SM_j и осуществляется переход $\langle SM_i, SM_j \rangle$ так, что

- а) в состоянии SM_i выполняется инвариант объекта A ;
- б) в состоянии SM_j выполняется инвариант объекта B ;
- в) защитным условием перехода $\langle SM_i, SM_j \rangle$ является условие передачи сообщения.

Пример преобразования ДП в ДС приведен на рис. 3 и 4.

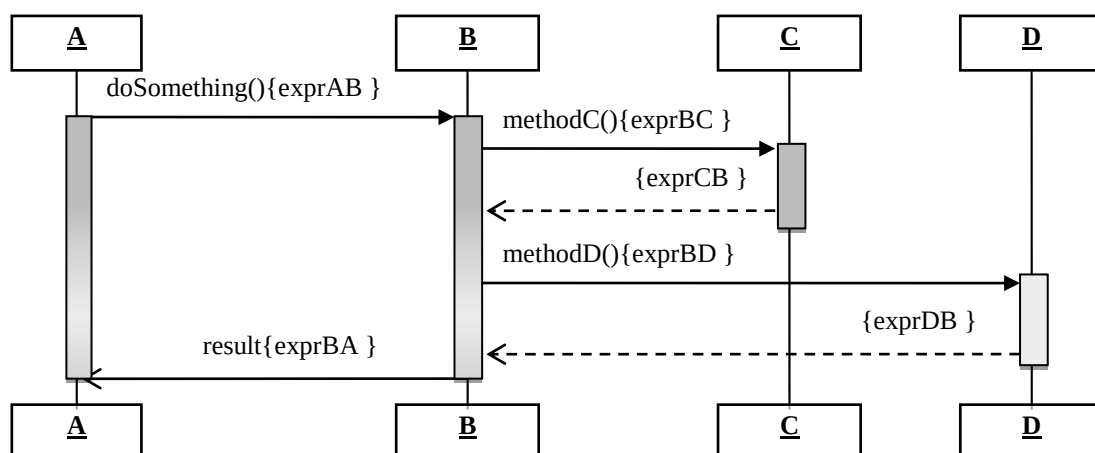


Рис. 3

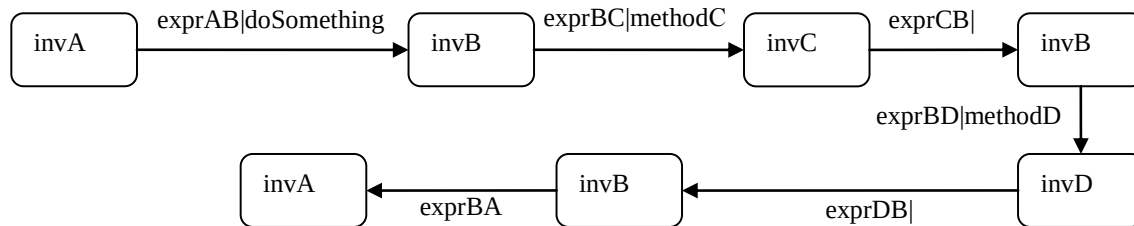


Рис. 4

Следует отметить, что полученная в результате преобразования ДС имеет несколько состояний с одинаковыми именами, образуемыми из названия условия, которое должно выполняться, чтобы система перешла в это состояние. Так, *invA* – означает инвариант объекта А, *invB* – инвариант объекта В и т. д. Приведенную ДС можно преобразовать в более лаконичную, показанную на рис. 5.

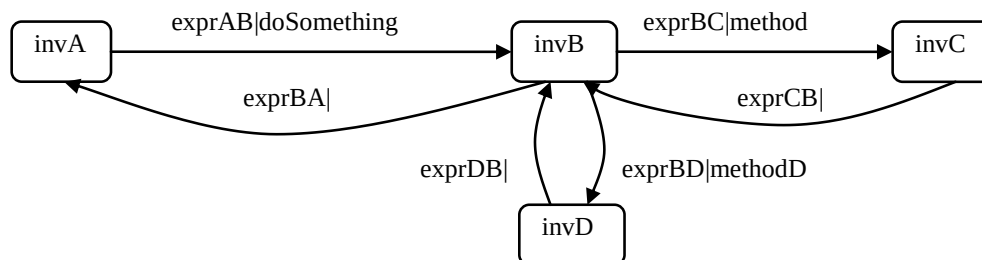


Рис. 5

Однако на этой ДС не определена последовательность срабатывания переходов из одного состояния в другое, а это является одним из важных факторов при составлении тестов по диаграммам последовательности. Вводя в диаграмму дополнительные состояния можно однозначно задать последовательность смены состояний и полностью повторить смысл исходной ДП.

ДП, не содержащие секций альтернатив, циклов и параллельных участков, вырождаются в направленный граф, каждая вершина которого имеет одну входную и одну выходную дугу. ДП, содержащие секцию альтернатив, преобразуются в направленный граф, вершины которого могут иметь до двух входящих и исходящих дуг. Для каждой секции альтернатив в эквивалентной ДС найдется одна вершина, имеющая две исходящие дуги, и одна вершина, имеющая две входящие дуги. На рис. 6 показан пример преобразования ДП с секцией альтернатив в эквивалентную ДС.

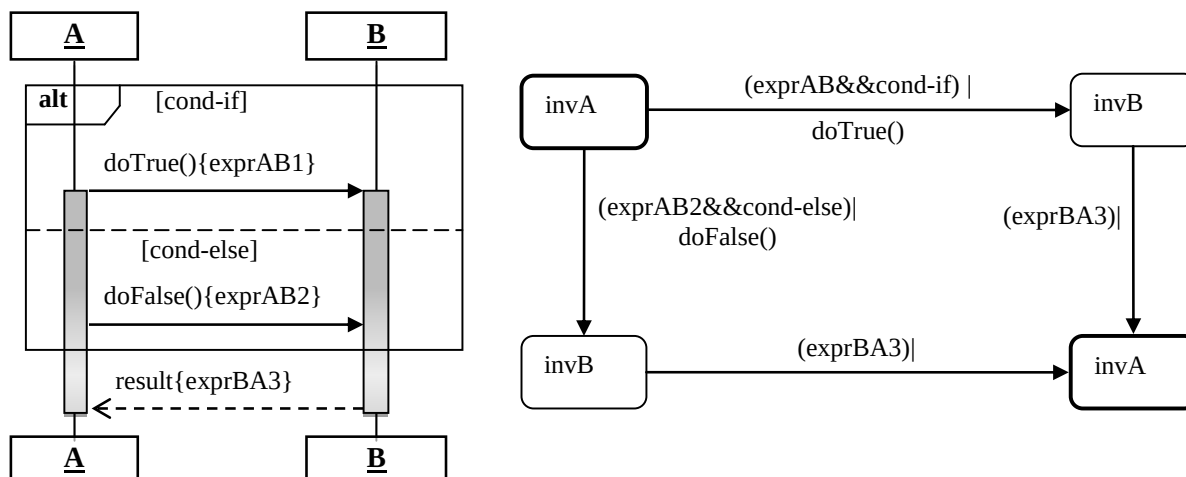


Рис. 6

Получив диаграмму состояний, можно воспользоваться методикой генерации тестов по ДС, описанной в [3]. Следует заметить, что в имеющейся методике не учитывается последовательность переходов между состояниями. Каждый переход рассматривается как обособленный случай смены одного состояния объекта другим. При генерации тестов по ДС дополнительно нужно удостовериться в достижимости каждого из состояний. Состояние S называется достижимым, если выполнены следующие условия:

а) $\text{attainability}(S) := \text{inv}S$, для $S: |\text{In}(S)| = 0$, $\text{In}(S)$ – множество состояний P , таких, что существует переход $P \rightarrow S$;

б) $\text{attainability}(S) := \bigvee_{p(s',s) \in \text{In}(s)} \text{attainability}(S') \wedge \text{guard}(p) \wedge \text{inv}S$, для $S: |\text{In}(s)| > 0$;

$\text{guard}(p)$ – это защитное условие перехода $p(S', S)$.

Решением условия достижимости является набор значений переменных, входящих в это условие, при которых оно принимает значение ИСТИНА. По аналогии с подходом, принятым в [3], для вычисления условия достижимости следует использовать систему ПРОЛОГ, созданную специально для доказательства теорем и решения булевых уравнений.

Общая схема методики генерации тестов представлена на рис. 7. В отличие от схемы генерации модульных тестов, приведенной в [1], в данной схеме генерируются Interaction-тесты, обеспечивающие интеграционное тестирование системы связанных экземпляров различных классов.

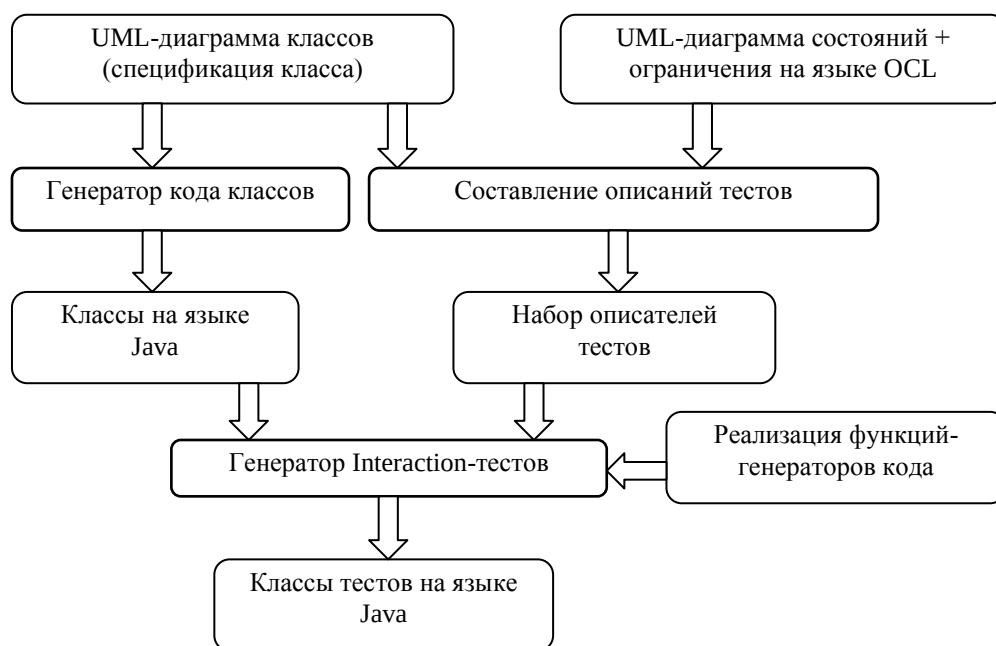


Рис. 7

Для пояснения состава и сущности тестов, генерируемых по представленной на рис. 1 диаграмме последовательности, моделирующей программу регистрации slave-программы клиента на сервере, и связывания ее с учетной записью master-программы рассмотрим функциональное описание взаимодействия компонентов диаграммы.

Объект класса `CommandProcessor` принимает все команды и в зависимости от их типа передает управление подходящему обработчику. В данном случае таким обработчиком является объект класса `RegisterClientCommand`. Объект класса `SlaveUserService` выполняет

создание, изменение и поиск объектов класса SlaveUser в хранилище данных. Объект класса MasterUserService выполняет создание, изменение и поиск объектов MasterUser в хранилище данных. Экземпляр slaveUser:SlaveUser является объектным представлением slave-программы, которую нужно связать с master-программой. Последняя в свою очередь представлена экземпляром masterUser:MasterUser.

Инвариантами всех объектов, присутствующих на ДП, приведенной на рис. 1, является OCL-выражение «obj.oclIsUndefined() = false», где obj – объект, присутствующий на диаграмме. Выражение obj.oclIsUndefined() означает, что объект obj существует и не равен null. Инвариант действует на протяжении всей жизни объекта после его создания. При конвертации диаграммы последовательности в эквивалентную диаграмму состояний учитываются пред- и постусловия сообщений и ограничения секций. Эти элементы пронумерованы в последовательности их использования. Например, номер «2», которым помечено сообщение «findByUid(uid:String)», означает, что expr2 – есть предусловие метода findByUid(uid:String). Диаграмма состояний, эквивалентная диаграмме последовательности, представлена на рис. 8. На этой ДС защитное условие expr4' перехода invSUS->invRCC представляет собой постусловие метода createSlaveUser(uid).

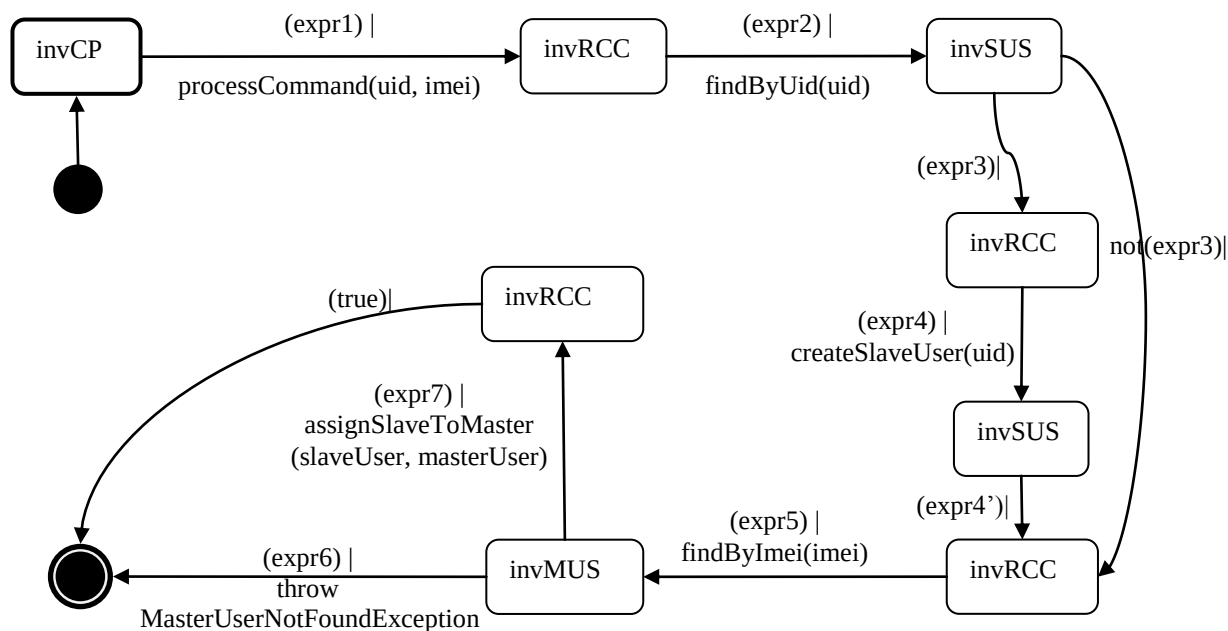


Рис. 8

Для того чтобы проверить корректность работы программы, необходимо составить такой набор тестов, который проверяет, что при выполненных входных условиях программа переходит из состояния S1 в состояние S2. Таким образом, нужно задать столько тестовых наборов данных, сколько имеется переходов. Для удобства представления тесты оформлены в виде таблицы. В данной таблице приведены тесты для начального участка диаграммы. Остальные тесты составляются по описанному алгоритму. В графе «Начальное состояние» записывается состояние системы до выполнения перехода. В графе «Защитное условие» записывается условие, которое должно быть выполнено, чтобы выполнилось действие, указанное в графе «Действие». После выполнения действия система должна перейти в состояние, указанное в графе «Конечное состояние».

С помощью составленных тестов можно проверить правильность работы программы на корректных входных данных. Для проверки ее поведения на некорректных данных необходимо составить еще такое же количество тестов. В этих тестах начальное и конечное состояния должны быть одинаковыми, так как при некорректных данных, т. е. когда не выполняется защитное условие, состояние системы изменяться не должно.

Начальное состояние	Защитное условие	Действие	Конечное состояние
invCP	Expr1	processCommand(uid, imei)	invRCC
invRCC	Expr1 $\wedge$ expr2	findByUid(uid)	invSUS
invSUS	Expr1 $\wedge$ expr2 $\wedge$ expr3		invRCC
invRCC	Expr1 $\wedge$ expr2 $\wedge$ expr3 $\wedge$ expr4	createSlaveUser(uid)	invSUS
invSUS	Expr1 $\wedge$ expr2 $\wedge$ expr3 $\wedge$ expr4 $\wedge$ expr4'		invRCC

Описанная методика позволяет создавать интеграционные тесты, используемые как на начальных этапах разработки при проверке реализованных функций, так и на этапе сопровождения при проведении регрессионного тестирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кирьянчиков В. А., Романов А. С. Автоматизированная генерация модульных тестов по диаграммам состояний // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2011. Вып. 9. С. 55–60.
2. Орлов С. А. Технологии разработки программного обеспечения. СПб.: Питер, 2002.
3. Буч Г., Рамбо Д., Джекобсон А. Язык UML. Руководство пользователя. СПб.: ДМК-Пресс, 2004.

V. A. Kirianchikov, A. S. Romanov

THE AUTOMATED PROGRAM TEST GENERATION BASED ON THE SEQUENCE DIAGRAM

The article describes technique of the automated integration test generation based on UML sequence diagrams. An example of the sequence diagram is considered and the method of the testing scenario development is suggested. In conclusion the appropriate sets of test descriptions are given.

Model-Based Testing, UML, Sequence diagram, OCL, system Prolog

УДК: 20.53.19, 28.23.13

М. С. Куприянов, З. А. Каршиев

ФОРМАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ВЫПОЛНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА

Предлагается формальное описание алгоритмов интеллектуального анализа данных, которое дает возможность компактно описать разные варианты последовательных и параллельных алгоритмов. Приводится формальное описание последовательного и параллельного алгоритмов Naïve Bayes. Кроме того рассматривается псевдокод последовательного алгоритма Naïve Bayes с учетом формализации.

Интеллектуальный анализ данных, параллельные алгоритмы, унифицированная модель, формализация

В настоящее время большинство алгоритмов интеллектуального анализа данных (ИАД) описываются словесно, с помощью псевдокода или другими неформальными способами. Также существуют стандарты ИАД, которые описывают ключевые понятия этой области, но при этом не вводят способов формального описания алгоритмов ИАД.

Формальное описание позволяет в компактной форме описать сложные алгоритмы и их зависимости. Кроме того формализация позволяет применить к описанным таким образом алгоритмам известные приемы (например, операции над множеством и др.). В связи с этим предложенная в данной статье формальная модель алгоритмов интеллектуального анализа является весьма актуальной и может быть использована в дальнейшем для описания алгоритмов данного класса.

Для того чтобы формально описать алгоритм ИАД, сначала рассмотрим общую концепцию их работы (рисунок).



Как видно из рисунка, алгоритм получает на вход данные и на выходе создает некую модель. В связи с этим кроме самого алгоритма нужно формально описать данные и модель.

Набор данных опишем формально [1]:

$$D \ A, T, W \ .$$

В приведенной формуле:

- A – независимые атрибуты набора данных: $A = a_1, \dots, a_i, \dots, a_m$.

Здесь a_i – атрибут набора данных, а его область определения $D \ a_i$ может являться перечислением значений в случае категориального типа:

$$D \ a_i = a_{i,1}, \dots, a_{i,j}, \dots, a_{i,k}$$

или числовым типом со следующими характеристиками:

$$D \ a_i = \min, \max, \text{step} \ ,$$

где $\min$ – минимальное значение атрибута ($\min < a_{i,j}$); $\max$ – максимальное значение атрибута ($\max > a_{i,j}$); step – шаг дискретизации значения атрибута (т. е. $a_{i,j+1} - a_{i,j} = \text{step}$).

Таким образом, если $\min = -\infty$, $\max = +\infty$ и $\text{step} = 0$, то $D \ a_i = R$ – множество действительных чисел. Если все 3 параметра отличны от указанных значений, то $D \ a_i$ может быть определена как перечисление возможных значений, т. е. является категориальным атрибутом.

- T – множество целевых атрибутов:

$$T = a_{m+1}, \dots, a_k, \dots, a_t \ .$$

Пара A, T представляет собой метаданные набора данных.

• $W = w_1, \dots, w_r, \dots, w_z$ – множество векторов данных, представляющих собой наборы значений соответствующих атрибутов:

$$w_r = v_{1,r}, \dots, v_{i,r}, \dots, v_{m,r}, v_{m+1,r}, \dots, v_{k,r}, \dots, v_{m+t,r},$$

где $v_{i,r} \in D_{a_i}$ – значение атрибута a_i вектора $v_{i,r}$.

Формальные описания основных моделей ИАД рассматриваются более подробно в работе [1], поэтому здесь остановимся только на унифицированной модели.

Унифицированную модель (M_{um}) [1] формально можно описать следующим образом:

$$M_{um} = R, K_t.$$

В этом выражении:

• $R = r_1, \dots, r_i, \dots, r_n$ – множество правил, определяемых как тройка:

$r_i = x_i, y_i, n_i$ – расширенное классификационное правило,

где $x_i = a_j, v_{j,q} : a_j \in A, v_{j,q} \in D_{a_j}$ – условная часть правила;

$y_i = a_t, v_{t,p} : a_t \in T, v_{t,p} \in D_{a_t}$ – заключительная часть правила;

$n_i = \left| w_r : w_r \in W, v_{j,r} = v_{j,q} \mid a_j, v_{j,q} \in x_i, v_{t,r} = v_{t,p} \mid a_t, v_{t,p} \in y_i \right|$ – количество

векторов, у которых независимые атрибуты и целевые атрибуты имеют соответствующие значения.

• $K_t = k_1, \dots, k_p, \dots, k_g$, где $k_p = \left| w_r : w_r \in W, v_{t,r} = v_{t,p} \right|$ – количество векторов, у

которых целевой атрибут a_t имеет значение $v_{t,p}$, при этом $v_{t,1} \cup \dots \cup v_{t,p} \cup \dots \cup v_{t,z} = D_{a_t}$.

Модель (M) может принимать одно из дискретных состояний:

– M_0 – начальное состояние модели;

– M_1 – модель после 1-го изменения;

–

– M – завершенная модель.

Под дискретным состоянием понимается состояние модели, при котором она является целостной, т. е. удовлетворяет всем ограничениям, которые на нее накладываются. Например, на модель Naive Base накладываются следующие ограничения [1]:

– условные части правил содержат сравнение только одного атрибута, т. е. $|x_i| = 1$ для всех $1 \leq i \leq n$;

– модель содержит правила r_i для всех комбинаций пар $a_j, v_{j,q}$ и $a_t, v_{t,p}$.

Таким образом, модель Naive Base в начальном состоянии должна удовлетворять перечисленным ограничениям, но $n_i = 0$ и $k_p = 0$ для всех $1 \leq i \leq n$ и $1 \leq p \leq g$.

Однако, если бы в этой модели не было хотя бы одного правила для комбинации

$a_j, v_{j,q}$ или $a_t, v_{t,p}$, то она не являлась бы целостной.

В связи с этим шаг инициализации для модели Naive Bayes нужно рассматривать как последовательность операций, обнуляющих переменные n_i и k_p .

Если рассматривать модель классификационных правил (Mcr) [1], то там такого ограничения нет и начальная модель – это пустое множество:

$$Mcr_0 = \emptyset.$$

Каждое следующее дискретное состояние – это состояние модели, при котором или добавляется целое классификационное правило $r_i = x_i, y_i$, или оно изменяется, или удаляется. Такое состояние будет целостным. Нецелостным состоянием для модели классификации будет состояние, при котором в модели, например, будет только часть правила (например, только условная $r_i = x_i, \emptyset$). Такое состояние является некоторым промежуточным между двумя дискретными состояниями.

Алгоритм ИАД можно представить как некоторую функцию от набора данных, возвращающую построенную модель:

$$M = F(D).$$

При этом алгоритм можно представить в виде набора последовательно выполняющихся операций:

$$F = O_1, \dots, O_p, \dots, O_q,$$

где O_p – операция (функциональный блок алгоритма), изменяющая модель на основании переданных ей данных. Таким образом, аргументами операции должны быть данные и модель до изменений, а ее результатом – модель после изменения:

$$M_{i+1} = O(D_r, M_i),$$

где r – номер текущего вектора (в начале работы алгоритма имеем D_0).

Очевидно, что модель, передаваемая в качестве аргумента, и модель, возвращаемая в результате выполнения операции, должны быть целостными. Это значит, что в результате выполнения того или иного оператора получаем новое целостное состояние модели, которое удовлетворяет соответствующим условиям для данного вида модели.

Тогда алгоритм ИАД можно представить как последовательность (упорядоченное множество) операций, результат каждой из которых передается следующей в последовательности операции в качестве аргумента:

$$F = O_1(D_1, M_0), \dots, O_p(D_r, M_p), \dots, O_q(D_z, M_q).$$

При этом каждую такую операцию можно также декомпозировать на отдельные операции (функциональные блоки), выполняющиеся последовательно:

$$\begin{aligned} M_{p+1} &= O_p(D_r, M_p) = \\ &= O_{p.1}(D_{r.1}, M_{p.1}), O_{p.2}(D_{r.2}, M_{p.2}), \dots, O_{p.u}(D_{r,u}, M_{p,u}), \dots, O_{p.y}(D_{r,y}, M_{p,y}). \end{aligned}$$

При этом сам алгоритм ИАД должен быть представлен как функция от данных и начальной модели, результатом которой является конечная модель:

$$M_q = F(D_0, M_0).$$

Особенностью такого представления алгоритма ИАД является то, что в нем могут присутствовать условные операторы, циклы (в том числе циклы по векторам и по данным [2]), параллельные ветви. Чтобы описать эти структуры, введем специальные элементы для них.

Условный оператор представим как элемент следующего вида:

$$M_{i+1} = D(D_r, M_i) = d(D_r, M_i), O_t(D_r, M_i), O_f(D_r, M_i),$$

где $d(D_r, M_i)$ – условная функция, возвращающая значение «истина» или «ложь» на основании анализа данных D_r и текущей модели M_i , но не меняющая их; $O_t(D_r, M_i)$ – операция, выполняющаяся при значении «истина», возвращаемом функцией $d(D_r, M_i)$; $O_f(D_r, M_i)$ – операция, выполняющаяся при значении «ложь», возвращаемом функцией $d(D_r, M_i)$; M_{i+1} – модель, возвращаемая выполненной операцией ($O_t(D_r, M_i)$ или $O_f(D_r, M_i)$).

Цикл представим следующим образом:

$$M_{i+1} = C(D_r, M_i) = d(D_r, M_i), O_c(D_r, M_i),$$

где $O_c(D_r, M_i)$ – операция, выполняемая до тех пор, пока условная функция $d(D_r, M_i)$ возвращает значение «истина».

Частными случаями циклов, характерными для алгоритмов ИАД, являются цикл по векторам и цикл по атрибутам. Обозначим их соответственно следующим образом:

$$M_{i+1} = C_{bv}(D_r, M_i) = d(W), O_c(D_r, M_i) \text{ и } M_{i+1} = C_{ba}(D_r, M_i) = d(A), O_c(D_r, M_i),$$

где $d(W)$ – условная функция, проверяющая, все ли векторы рассмотрены или нет; $d(A)$ – условная функция, проверяющая, все ли атрибуты рассмотрены или нет.

Параллельные ветви представим следующим образом:

$$M_{i+1} = P(D_r, M_i) = O_d(D_r, M_i), O_1(D_{r.1}, M_i), \dots, O_x(D_{r.x}, M_i), \dots, O_z(D_{r.z}, M_i),$$

где $O_d(D_r, M_i)$ – главная операция, являющаяся диспетчером для остальных. Если $O_d(D_r, M_i) = \emptyset$, то имеем параллелизацию без диспетчера.

Если параллельно выполняемые операции одинаковы $O_1 = \dots = O_x = \dots = O_z$, то имеем параллелизм по данным, иначе (если $O_1 \neq \dots \neq O_x \neq \dots \neq O_z$) – параллелизм по задачам.

Учитывая, что все модели представлены как множества элементов, в алгоритме можно выделить 3 категории операций:

- добавление (add) в модель нового элемента множества – $M_{i+1} = O^{\text{add}} D_r, M_i$;
- удаление (del) из модели элемента множества – $M_{i+1} = O^{\text{del}} D_r, M_i$;
- изменение (ch) в модели элемента множества – $M_{i+1} = O^{\text{ch}} D_r, M_i$.

Таким образом, в алгоритме могут присутствовать как операции, так и структурные элементы. Обобщим их в понятие блока алгоритма:

$$F = b_i D_r, M_i \mid b_i D_r, M_i = \begin{cases} O D_r, M_i \in O^{\text{add}} D_r, M_i, O^{\text{del}} D_r, M_i, O^{\text{ch}} D_r, M_i, \\ E D_r, M_i \in D D_r, M_i, C D_r, M_i, P D_r, M_i. \end{cases}$$

Для примера рассмотрим более подробно алгоритм Naive Base (Mnb – Model Naive Bayes):

1. $b = 1$;
2. $u = 1$;
3. for $i \leftarrow 1$ to $|D \ w_z|$
4. for $tt \leftarrow m+1$ to $|D \ a_t|$
5. $Mnb_b = O_{\text{class}}^{\text{ch}} \ v_{tt,i}, Mnb_{b-1} = \begin{cases} p = \text{getIndex } D \ a_{tt}, v_{tt,i} \\ k_p = k_p + 1 \end{cases}$
6. $b = b + 1$;
7. for $j \leftarrow 1$ to $|D \ a_m|$
8. $Mnb_b = O_{\text{attr}}^{\text{ch}} \ v_{j,i}, Mnb_{b-1} = \begin{cases} r_u = R / a_j, v_{j,i}, a_{tt}, v_{tt,p} \\ n_u = n_u + 1 \end{cases}$
9. $b = b + 1$;
10. $u = u + 1$;
11. end for j ;
12. end for tt ;
13. end for i ;
14. for $i \leftarrow 1$ to $|D \ w_z|$
15. for $tt \leftarrow m+1$ to $|D \ a_t|$
16. for $pp \leftarrow 1$ to p
17. for $j \leftarrow 1$ to $|D \ a_m|$
18. for $q \leftarrow 1$ to u

19. $\text{prob}_{tt.pp} = \frac{\prod n_q}{a_{tt} + \varepsilon}$
20. end for q ;
21. end for j ;
22. $Mnb_b = O_{\text{prob}}^{\text{ch}}(D, Mnb_{b-1}) = \frac{\text{prob}_{tt.pp} * a_{tt.pp}}{|D \mathbf{w}_z| + \varepsilon}$
23. $b = b + 1$;
24. end for pp ;
25. end for tt ;
26. for $s \leftarrow m + 1$ to $|D \mathbf{a}_t|$
27. for $a \leftarrow 1$ to p
28. $\text{sum} = \sum \text{prob}_{s,a}$
29. end for a ;
30. end for s ;
31. for $w \leftarrow m + 1$ to $|D \mathbf{a}_t|$
32. for $e \leftarrow 1$ to p
33. $Mnb_b = O_{\text{norm}}^{\text{ch}}(D, Mnb_{b-1}) = \frac{\text{prob}_{w,e}}{\text{sum}}$
34. $b = b + 1$;
35. end for e ;
36. end for w ;
37. end for i ;

В алгоритме Naive Bayes существуют 4 оператора, изменяющие элементы модели:

$O_{\text{class}}^{\text{ch}}$, $O_{\text{attr}}^{\text{ch}}$, $O_{\text{prob}}^{\text{ch}}$ и $O_{\text{norm}}^{\text{ch}}$.

На шагах 1–13 строится модель. Здесь имеется 2 оператора: $O_{\text{class}}^{\text{ch}}$ (в строке 5) и $O_{\text{attr}}^{\text{ch}}$ (в строке 8). Первый из них увеличивает на 1 количество векторов, у которых целевой атрибут a_t имеет значение $\mathbf{v}_{t,p}$, а второй увеличивает на 1 количество векторов, у которых независимый атрибут a_m имеет значение $\mathbf{v}_{m,q}$, а целевой атрибут a_t – значение $\mathbf{v}_{t,p}$. Вначале первый оператор получает на вход начальную модель, а второй получает модель, измененную первым оператором. На следующих итерациях оба оператора тоже получают на вход модель, измененную на предыдущих итерациях.

На шагах 14–25 вычисляются вероятности. Здесь имеется один оператор – $O_{\text{prob}}^{\text{ch}}$ (в строке 22). Он вычисляет вероятность каждого значения независимых атрибутов. Этот оператор получает на вход модель, содержащую количество векторов, у которых целевой

атрибут a_t имеет значение $v_{t,p}$, и количество векторов, у которых независимый атрибут a_m имеет значение $v_{m,q}$, а целевой атрибут a_t – значение $v_{t,p}$.

Нормализация вероятности происходит на шагах 26–36. Здесь тоже имеется только один оператор – $O_{\text{norm}}^{\text{ch}}$ (в строке 33). Он нормализует вероятности, полученные оператором $O_{\text{prob}}^{\text{ch}}$. Вначале он получает модель, измененную предыдущими шагами алгоритма, а на следующих итерациях получает на вход модель, измененную на предыдущих итерациях. Таким образом, после выполнения нормализации получаем конечную модель.

Алгоритм Naive Bayes (F_{NB}) можно описать формально следующим образом:

$$F_{\text{NB}} = \left\{ \left(d W, d T, O_{\text{class}}^{\text{ch}}, d A, O_{\text{attr}}^{\text{ch}} \right), d W, d T, d a_t, O_{\text{prob}}^{\text{ch}}, \right. \\ \left. d T, d a_t, O_{\text{norm}}^{\text{ch}} \right\}$$

где $d T$ – условная функция, проверяющая, все ли целевые атрибуты рассмотрены или нет (т. е. цикл по целевым атрибутам); $d a_t$ – условная функция, проверяющая, все ли индексы целевого атрибута рассмотрены или нет (т. е. цикл по индексам целевого атрибута).

Параллелизация алгоритма возможна несколькими способами:

- запустить весь алгоритм на нескольких процессорах в виде потоков;
- распараллелить отдельный блок алгоритма, который меняет состояние модели и требует больших вычислений.

В работе [2] рассматривается параллелизация алгоритма Naive Bayes первым способом. Для использования второго способа нужно выбрать блок, который будет выполняться параллельно. Так как в алгоритме существуют 4 блока, меняющие модель, из них выбирают требующий большего числа вычислений. В качестве такого блока может служить оператор $O_{\text{attr}}^{\text{ch}}$ (вычисление количества появлений текущего значения атрибута при текущем значении класса) или $O_{\text{prob}}^{\text{ch}}$ (вычисление вероятности).

Теперь рассмотрим формальные описания перечисленных способов параллелизации (PNB – Parallel Naive Bayes):

- для первого способа:

$$F_{\text{PNB}} = \left\{ P \left(\left(d W, d T, O_{\text{class}}^{\text{ch}}, d A, O_{\text{attr}}^{\text{ch}} \right), d W, d T, d a_t, O_{\text{prob}}^{\text{ch}}, \right. \right. \\ \left. \left. d T, d a_t, O_{\text{norm}}^{\text{ch}} \right) \right\}$$

- для второго способа:

$$F_{\text{PNB}} = \left\{ \left(d W, \left(d T, O_{\text{class}}^{\text{ch}}, P d A, O_{\text{attr}}^{\text{ch}} \right) \right), d W, d T, d a_t, O_{\text{prob}}^{\text{ch}}, \right. \\ \left. d T, d a_t, O_{\text{norm}}^{\text{ch}} \right\}.$$

Формализация дает возможность компактно описать разные варианты алгоритмов, в том числе и параллельных.

Таким образом, на основе формализации можно разбить алгоритм на блоки и унифицировать входные данные, элементы алгоритмов и моделей. Разделение алгоритмов ИАД на отдельные блоки позволяет с меньшими усилиями сформировать новый алгоритм, а также легко изменить алгоритм, заменив один или несколько блоков, и получить качественно новый результат. Такое блочное разделение позволяет переформировывать алгоритм для его параллельного выполнения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Холод И. И. Унифицированная модель Data Mining // Сб. докл. XV Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям SCM`2012, СПб., 25–27 июня 2012. Т. 1. С. 237–240.
2. Холод И. И., Каршиев З. А. Параллелизация алгоритма Naive Bayes на основе блочной структуры // Сб. докл. XV Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям SCM`2012, СПб., 25–27 июня 2012. Т. 1. С. 182–185.

M. S. Kupriyanov, Z. A. Karshiyev

FORMAL EXECUTION MODEL OF ALGORITHMS OF INTELLECTUAL ANALYSIS

This article suggests formal description of algorithms of intellectual analysis, which gives the possibility to compactly describe different variants of sequential and parallel algorithms. Formal descriptions of sequential and parallel algorithms of Naive Bayes are provided. The pseudocode of sequential algorithm of Naive Bayes taking into account formalization is besides considered.

Intellectual analysis, parallel algorithms, unified model, formalization

УДК: 20.53.19, 28.23.13

М. С. Куприянов, Ю. А. Шичкина

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ГРАФОВ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ ПРЯМОГО МЕТОДА ПОСТРОЕНИЯ ДЕРЕВЬЕВ РЕШЕНИЙ

Описываются подходы к построению деревьев решений с применением теории графов и матричной алгебры. Эти подходы выгодно отличаются от генетических методов по временной трудоемкости, запасу внутреннего параллелизма и по возможности получения дерева произвольной глубины. Представлены подходы к регулированию глубины дерева.

Деревья решений, теория графов, матричная алгебра, внутренний параллелизм, регулирование глубины дерева

Стремительное развитие информационных технологий, в частности, прогресс в методах сбора, хранения и обработки данных позволил многим организациям собирать огромные массивы данных, которые необходимо анализировать. Объемы этих данных настолько велики, что возможностей экспертов уже не хватает. Это породило спрос на методы автоматического исследования данных, который с каждым годом постоянно увеличи-

вается. Одним из методов автоматического анализа данных является построение дерева решений. Первые идеи создания деревьев решений восходят к работам Ховленда (Hoveland) и Ханта (Hunt) конца 50-х гг. XX в. Однако основополагающей работой, давшей импульс развитию этого направления, явилась книга Ханта (Hunt E. B.), Мэрина (Marin J.) и Стоуна (Stone P. J) "Experiments in Induction", увидевшая свет в 1966 г.

Деревья решений – это способ представления правил в иерархической, последовательной структуре, где каждому объекту соответствует единственный узел, дающий решение.

Область применения деревьев решений в настоящее время широка, но все задачи, решаемые этим аппаратом, могут быть объединены в следующие 3 класса:

- *Описание данных.* Деревья решений позволяют хранить информацию о данных в компактной форме, вместо них можно хранить дерево решений, которое содержит точное описание объектов.

- *Классификация.* Деревья решений отлично справляются с задачами классификации, т. е. отнесения объектов к одному из заранее известных классов. Целевая переменная должна иметь дискретные значения.

- *Регрессия.* Если целевая переменная имеет непрерывные значения, деревья решений позволяют установить зависимость целевой переменной от независимых (входных) переменных. Например, к этому классу относятся задачи численного прогнозирования (предсказания значений целевой переменной).

Общая схема построения дерева принятия решений по тестовым примерам выглядит следующим образом:

1. Выбираем очередной атрибут C_i , помещаем его в корень.

2. Для всех его значений j :

- оставляем из тестовых примеров только те, у которых значение атрибута C_i равно j ;

- рекурсивно строим дерево в этом потомке.

Очередной атрибут можно выбирать несколькими способами. В зависимости от этого существует ряд известных алгоритмов, таких, как ID3, где выбор атрибута происходит на основании прироста информации либо на основании индекса Гини; C4.5, который является улучшенной версией ID3 за счет выбора атрибута на основании нормализованного прироста информации; CART и его модификации и др.

На практике в результате работы этих алгоритмов часто получаются слишком детализированные деревья, при дальнейшем применении которых возникает много ошибок. Это связано с явлением переобучения. Для сокращения деревьев используется отсечение ветвей. Еще один существенный недостаток практического применения алгоритма деревьев решений состоит в том, что оно основано на эвристических алгоритмах, таких, как алгоритм «жадности», где единственно оптимальное решение выбирается локально в каждом узле. Такие алгоритмы не могут обеспечить оптимальность всего дерева в целом и являются трудоемкими.

Применение графов для построения деревьев решения. Пусть обучаемое множество представляет собой набор объектов $S = C_1 = C_2, \dots$. Каждый объект $C_i = x_1, x_2, \dots$ является вектором, где $x_1, x_2, \dots$ – атрибуты объекта.

Обозначим: m – число атрибутов, n – объем выборки, i – номер атрибута ($i = 1, \dots, m$), m_i – число значений i -го атрибута, j – номер значения в атрибуте ($j = 1, \dots, m_i$), c_{ij} – количество значений в выборке, соответствующих j -му значению i -го атрибута. Например, если C_1 – первый атрибут и $C_1 = \{\text{sunny, overcast, rain}\}$, то c_{13} – количество значений «rain» в выборке. Очевидно, что

$$\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{m_i} c_{ij} = mn.$$

На основе данных об атрибутах объектов и множестве решений S можно построить граф взаимосвязей атрибутов $G(V, E)$, где $V = \{u_1, u_2, \dots, u_p\}$ и $E = \{e_1, e_2, \dots, e_q\}$ – соответственно множества вершин и ребер графа. Множество V – совокупность всех значений атрибутов обучаемого множества, $p = \sum_{i=1}^m m_i$, E – совокупность всевозможных связей между атрибутами в обучаемом наборе, $q = \sum_{i=1}^m m_i \left(\sum_{j=i+1}^m m_j \right)$. В полученном графе каждая

вершина, соответствующая одному значению своего атрибута, будет связана с каждой вершиной, соответствующей отдельному значению другого атрибута. Граф не будет полным и, следовательно, $q < \frac{p(p-1)}{2}$.

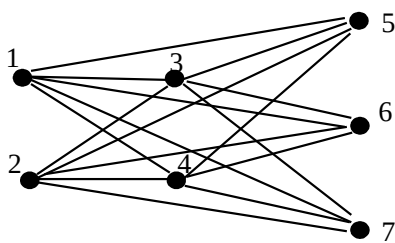


Рис. 1

Пример получаемого графа изображен на рис. 1.

Для полноты графовой модели преобразуем граф взаимосвязей значений атрибутов во взвешенный граф добавив в него в качестве весов ребер количество связей значений i -го и j -го атрибутов.

Граф взаимосвязей значений атрибутов не является ориентированным и по своей сути характери-

зует многосвязную сложную систему, имеющую много входов и выходов и состоящую из большого числа взаимосвязанных элементов. Следует подчеркнуть неформальность понятия сложной системы, поскольку на современном этапе развития науки нет строгого математического ее определения, охватывающего все интуитивные представления о реальных сложных системах. Если же под сложными системами понимать составной объект, части которого можно рассматривать как системы, закономерно объединенные в единое целое в соответствии с определенными принципами или связанные между собой заданными отношениями, то рассматриваемое множество значений атрибутов является сложной системой.

Систему взаимосвязанных значений атрибутов можно в соответствии с последним определением разбить на две подсистемы по принципу их принадлежности тому или иному значению из множества решений S .

Собственно на этом разбиении системы значений атрибутов на несколько подсистем и основан метод построения дерева решений, представляющий собой прямой метод.

Прямой матричный метод построения дерева решений.

1. Разбить обучаемое множество на 2 непересекающихся подмножества S_1 и S_2 в соответствии с принципом принадлежности отдельного объекта той или иной группе множества решений S .

2. Построить взвешенный граф взаимосвязей значений атрибутов для каждого подмножества.

3. Построить матрицу смежности для каждого графа. Так как матрица будет симметричной относительно главной диагонали, то можно изначально строить верхнюю треугольную матрицу смежности.

4. На главной диагонали матрицы смежности разместить значения c_{ij} .

5. Рассчитать приоритетность атрибутов в соответствии с формулами энтропии и Gain-индекса:

$$\text{Entropy}(S) = - \sum_{i=1}^2 p_i \log_2 p_i,$$
$$\text{Gain}(S, C_i) = \text{Entropy}(S) - \sum_{i=1}^2 \frac{|S_i|}{|S|} \text{Entropy}(S_i).$$

6. Если в матрице смежности S_k существует нулевая строка, то можно сформулировать правило $C_{ij} \rightarrow S_k$.

7. Провести поэлементное сравнение матриц множеств S_1 и S_2 . Если $T_1(i, j) = 0$, а $T_2(i, j) > 0$, то можно сформулировать правило: $C_k, C_r \rightarrow S_2$, где C_k – атрибут и его значение, соответствующие i -й строке, а C_r – атрибут и его значение, соответствующие j -му столбцу матрицы смежности.

8. Если $T_2(i, j) = 0$, а $T_1(i, j) > 0$, то можно сформулировать правило: $C_k, C_r \rightarrow S_1$, где C_k – атрибут и его значение, соответствующие i -й строке, а C_r – атрибут и его значение, соответствующие j -му столбцу матрицы смежности.

9. Если в i -й строке несколько элементов, удовлетворяющих условию 7 или 8, то выбирается атрибут с наибольшим Gain-индексом.

Регулирование глубины дерева. В теории построения деревьев решений существует понятие регулирования глубины дерева как техники, которая позволяет уменьшать размер дерева решений, удаляя участки дерева с маленьким весом или низкой вероятностью адекватности решения.

Один из вопросов, возникающих в эвристических алгоритмах дерева решений, – оптимальный размер конечного дерева. Так, небольшое дерево может не охватить ту или иную важную информацию о выборочном пространстве. Однако трудно решать, когда алгоритм должен остановиться, потому что невозможно спрогнозировать, добавление какого узла позволит значительно уменьшить ошибку. Эта проблема известна как «эффект горизонта». Тем не менее, общая стратегия ограничения дерева сохраняется, т. е. узлы удаляются в случае, если они не дают дополнительной информации.

В данном случае для определения глубины дерева можно рассчитать вес каждой ветви (в процентах) по формуле

$$p_i = \frac{T(i, j)}{C_{ij}} 100.$$

Следует отметить, что совокупность ветвей с весом, равным 100 %, получаемая с помощью описанного прямого матричного метода, полностью соответствует совокупности ветвей, получаемых с использованием эвристического алгоритма ID3.

Тестирование. Для иллюстрации метода возьмем тестовое обучающее множество, представленное в табл. 1.

Таблица 1

Outlook	Temperature	Humidity	Wind	Play
Sunny	Hot	High	Weak	No
Sunny	Hot	High	Strong	No
Overcast	Hot	High	Weak	Yes
Rain	Mild	High	Weak	Yes
Rain	Cool	Normal	Weak	Yes
Rain	Cool	Normal	Strong	No
Overcast	Cool	Normal	Strong	Yes
Sunny	Mild	High	Weak	No
Sunny	Cool	Normal	Weak	Yes
Rain	Mild	Normal	Weak	Yes
Sunny	Mild	Normal	Strong	Yes
Overcast	Mild	High	Strong	Yes
Overcast	Hot	Normal	Weak	Yes
Rain	Mild	High	Strong	No

По методу ID3 для данного обучающего набора была получена совокупность правил:

Read 14 cases (5 attributes)

Decision Tree:

Outlook: Sunny, Humidity: Normal -> Yes

Outlook: Sunny, Humidity: High -> No

Outlook: Rain, Windy: Strong -> No

Outlook: Rain, Windy: Weak -> Yes

Outlook: Overcast -> Yes

В соответствии с алгоритмом разобьем его на 2 подмножества:

S_1 (табл. 2 – первое подмножество) и S_2 (табл. 3 – второе подмножество).

Таблица 2

Outlook	Temperature	Humidity	Wind	Play ball
Overcast	Hot	High	Weak	Yes
Rain	Mild	High	Weak	Yes
Rain	Cool	Normal	Weak	Yes
Overcast	Cool	Normal	Strong	Yes
Sunny	Cool	Normal	Weak	Yes
Rain	Mild	Normal	Weak	Yes
Sunny	Mild	Normal	Strong	Yes
Overcast	Mild	High	Strong	Yes
Overcast	Hot	Normal	Weak	Yes

Таблица 3

Outlook	Temperature	Humidity	Wind	Play ball
Sunny	Hot	High	Weak	No
Sunny	Hot	High	Strong	No
Rain	Cool	Normal	Strong	No
Sunny	Mild	High	Weak	No
Rain	Mild	High	Strong	No

Yes											No										
	O.S	O	R	T.H	M	C	H.H	H.N	W	W.S		O.S	O	R	T.H	M	C	H.H	H.N	W	W.S
O.S	2	0	0	0	1	1	0	2	1	1	O.S	3	0	0	2	1	0	3	0	2	1
O	0	4	0	2	1	1	2	2	2	2	O	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
R	0	0	3	0	2	1	1	2	3	0	R	0	0	2	0	1	1	1	1	0	2
T.H	0	0	0	2	0	0	1	1	2	0	T.H	0	0	0	2	0	0	2	0	1	1
M	0	0	0	0	4	0	2	2	2	2	M	0	0	0	0	2	0	2	0	1	1
C	0	0	0	0	0	3	0	3	2	1	C	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0
H.H	0	0	0	0	0	0	3	0	2	1	H.H	0	0	0	0	0	0	4	0	2	2
H.N	0	0	0	0	0	0	0	6	4	2	H.N	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
W	0	0	0	0	0	0	0	0	6	0	W	0	0	0	0	0	0	0	0	2	0
W.S	0	0	0	0	0	0	0	0	0	3	W.S	0	0	0	0	0	0	0	0	0	3

Рис. 2

Рис. 3

Этим множествам будут соответствовать матрицы смежности S_1 (рис. 2) и S_2 (рис. 3).

После поэлементного сравнения матриц смежности с учетом правил описанного ранее матричного метода получим следующий набор правил и рассчитанных для них весов (табл. 4).

Таблица 4

Правила	$T(I, j)$	C_{ij}	Вес
Outlook: Overcast -> Yes	4	4	100
Outlook: Sunny, Humidity: High -> No	3	3	100
Outlook: Sunny, Humidity: Normal -> Yes	2	2	100
Outlook: Rain, Windy: Weak -> Yes	3	3	100
Outlook: Rain, Windy: Strong -> No	2	2	100
Temperature: Hot, Humidity: Normal -> Yes	1	3	33,3
Temperature: Hot, Windy: Strong -> No	1	3	33,3
Temperature: Mild, Humidity: Normal -> Yes	2	4	50
Temperature: Cool, Windy: Strong -> Yes	1	3	33,3
Humidity: Normal, Windy: Weak -> Yes	4	6	66,7

Первые 5 из полученных правил имеют вес, равный 100 %, и соответствуют результатам алгоритма ID3.

Подведем итоги:

- Матричный метод обладает значительным внутренним параллелизмом [1].
- Прямой матричный метод построения дерева решений позволяет получать те же результаты, что и наиболее известные на сегодняшний день эвристические алгоритмы.
- Совокупность правил, получаемых с использованием матричного метода, является более широкой по сравнению, к примеру, с методом ID3, но может быть отрегулирована с помощью несложных расчетов.
- Матричный метод предпочтительнее эвристических алгоритмов за счет более низкой трудоемкости [2]. В общем случае трудоемкость эвристических алгоритмов равна $O(rm^2k^2)$, где m – число атрибутов, k – наибольшее значение вариантов значений в атрибуте, r – число итераций по построению генов; трудоемкость матричного метода – $O(m^2k^2)$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шичкина Ю. А. Комбинированный метод многопараметрической оптимизации взвешенного информационного графа // Системы. Методы. Технологии. 2010. № 3 (7). С. 76–82.
2. Шичкина Ю. А. Временная сложность алгоритмов. Естественные и инженерные науки – развитию регионов: Материалы межрегиональной НТК / БрГТУ. Братск, 2004.

M. S. Kupriyanov, Yu. A. Shichkina

APPLICATION OF GRAPH THEORY FOR DEVELOPMENT OF DIRECT METHOD OF DECISION TREE CREATION

The paper describes approaches to the development of decision trees based on graph theory and matrix algebra. These approaches favorably differ from genetic methods by time expenses, internal parallelism capacity and possibility get a tree of arbitrary depth. Approaches to the adjustment of the depth of the decision trees are described in the article

Decision trees, graph theory, matrix algebra, internal parallelism, regulation of a tree depth



УДК 681.326.74

В. П. Калявин, **Б. В. Бруслиновский**, **Та Тхань Хай**

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ФУНКЦИИ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ ДИАГНОСТИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА ГРЕБНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Разработана диагностическая модель исполнительного устройства гребной электрической установки переменного тока с асинхронным двигателем в виде диаграммы прохождения сигналов. Модель проанализирована с использованием теории чувствительности функций передачи для выбора совокупности оцениваемых диагностических параметров (необходимых контрольных точек) и метода оценки по частотным характеристикам для определения последовательности проверки блоков при снижении работоспособности исполнительного устройства.

Диагностическое обеспечение, теория чувствительности функции передачи, исполнительное устройство, гребная электрическая установка, асинхронный двигатель

В настоящее время исполнительные устройства (ИУ) переменного тока гребной электрической установки (ГЭУ) находят применение на транспортных и пассажирских судах большого водоизмещения. Они не требуют специальных характеристик ГЭД, а также частых изменений скорости и направления движения, повышают экономичность судовой энергетической установки. ИУ ГЭУ переменного тока включает в себя гребной электродвигатель (ГЭД) переменного тока, гребной винт (ГВ) и систему автоматического регулирования (САР) скорости. В качестве ГЭД распространено применяется асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым ротором.

В системе автоматического регулирования скорости может быть использован преобразователь частоты (ПЧ) с векторным управлением, а в качестве гребного винта (ГВ) может быть выбран винт фиксированного шага.

На рис. 1 представлена структурная схема ИУ ГЭУ переменного тока. Для управления ГЭД используется система автоматического регулирования скорости, которая включает ПЧ, регуляторы тока (РТ) и скорости (РС). На рисунке обозначены: $u_{\text{пр}}$ – напряжение на выходе

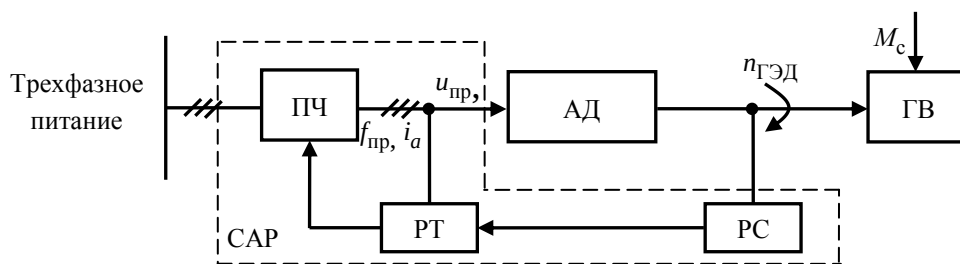


Рис. 1

преобразователя; $f_{пр}$ – частота сигнала на выходе преобразователя; i_a – ток обмотки статора; $n_{ГЭД}$ – частота вращения вала ГЭД; M_c – момент сопротивления гребного вала.

Структурная схема ИУ ГЭУ переменного тока с асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором представлена на рис. 2 [1], где обозначены: $k_{д.пт}$, $k_{д.т}$ – коэффициенты усиления датчиков потока и тока; ψ_{23} – заданное значение потокоцепления ротора; $W_{р.пт}(p)$, $W_{р.т\alpha}(p)$, $W_{i\alpha}(p)$, $W_{п\alpha}(p)$ – передаточные функции регуляторов потока, продольной составляющей тока статора, обмоток статора и ротора по продольной оси; $i_{1\alpha 3}$ – заданное значение продольной составляющей тока статора; $u_{1\alpha}$ – напряжение обмоток статора по продольной оси; $i_{1\alpha}$ – составляющая тока статора по продольной оси; ψ_2 – потокоцепление ротора; $M_{нач}$, $i_{1\beta нач}$ – начальные значения электромагнитного момента и поперечной составляющей тока статора; $W_{р.м}(p)$, $W_{р.м}(p)$ – передаточные функции регуляторов скорости и момента; $\psi_{2нач}$ – начальное значение потокоцепления ротора; $W_{р.т\beta}(p)$, $W_{i\beta}(p)$, $W_{M_d}(p)$, $W_{пр}(p)$ – передаточные функции регулятора поперечной составляющей, обмотки статора по поперечной оси, электромагнитного момента двигателя, привода; k_p – коэффициент передачи редуктора; M_3 , $i_{1\beta 3}$ – заданные значения момента и поперечной составляющей тока статора; $u_{1\beta}$, $i_{1\beta}$ – напряжение обмотки статора и составляющая тока статора по поперечной оси; M_d – электромагнитный момент двигателя; ω , n – частоты вращения вала двигателя и гребного винта; $k_{д.т}$, $k_{д.м}$, $k_{д.с}$ – коэффициенты усиления датчиков тока, момента и скорости.

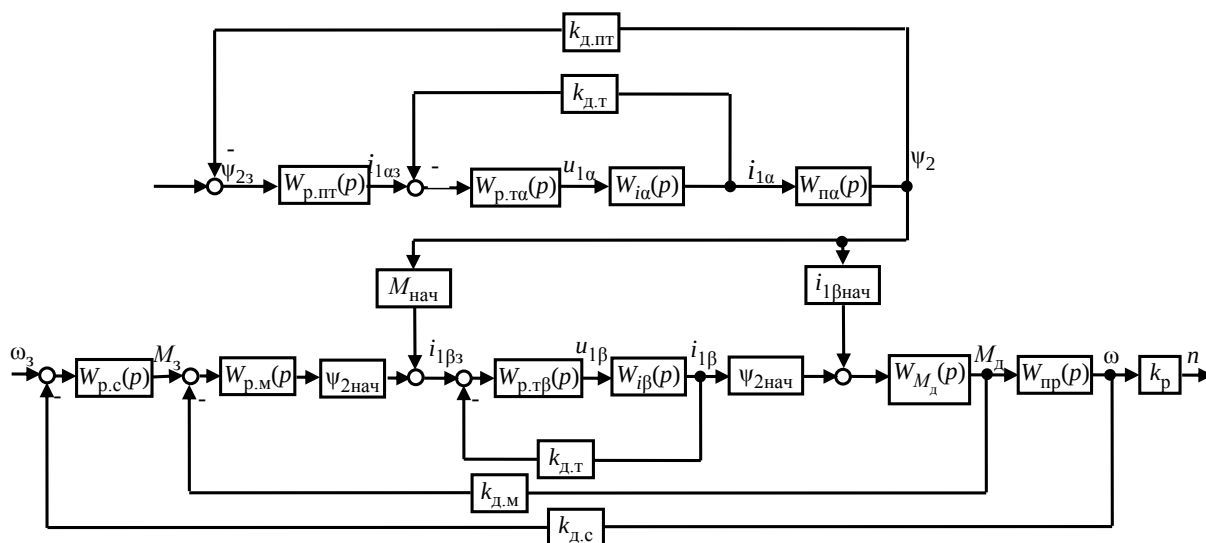


Рис. 2

Построение диагностической модели ИУ ГЭУ переменного тока в виде диаграммы прохождения сигналов (ДПС) на основе функциональной схемы осуществляется методом ориентированных графов [2].

С помощью достаточно простых правил этого метода можно построить ДПС, изменить ее конфигурацию или уменьшить число ветвей замкнутых контуров. ДПС ИУ ГЭУ переменного тока представлена на рис. 3. На нем обозначены сигналы: $u_{3.-и1}$, $u_{\psi_{23}}$, $u_{i\alpha 3}$ – заданных интенсивности по потокосцеплению ротора, потокосцепления ротора, составляющей тока статора по продольной оси; $u_{u_{1\alpha}}$ – напряжения обмотки статора по продольной оси; $u_{i\alpha}$ – составляющей тока обмотки статора по продольной оси; u_{ψ_2} – потокосмещение ротора; $u_{3.-и2}$, $u_{\omega 3}$, u_{M_3} – заданных интенсивности по частоте вращения гребного винта, частоты вращения вала двигателя, электромагнитного момента; $u_{p.m}$ – на выходе регулятора момента; $u_{i\beta 3}$ – заданной составляющей тока обмотки статора по поперечной оси; $u_{u_{1\beta}}$ – составляющей обмотки статора по поперечной оси; $u_{i\beta}$ – составляющей тока обмотки статора по поперечной оси; u_{M_d} – электромагнитного момента двигателя; u_{ω} , u_n – частоты вращения вала двигателя и гребного вала; КТ1–КТ5 – контрольные точки.

Схема может быть разбита на две цепи (два канала):

- канал управления потокосцеплением ротора ψ_2 ;
- канал управления скоростью вращения гребного двигателя.

В схему входят несколько контуров с обратной связью, причем один охватывает другой. В первый канал управления входят два контура: контур управления продольной составляющей тока статора ГЭД $i_{1\alpha}$ и контур управления потокосцеплением ротора ψ_2 . Во втором канале управления участвуют три контура: контур управления поперечной составляющей тока статора ГЭД $i_{1\beta}$, контур управления электромагнитным моментом M_d и контур управления скоростью вращения ГЭД ω .

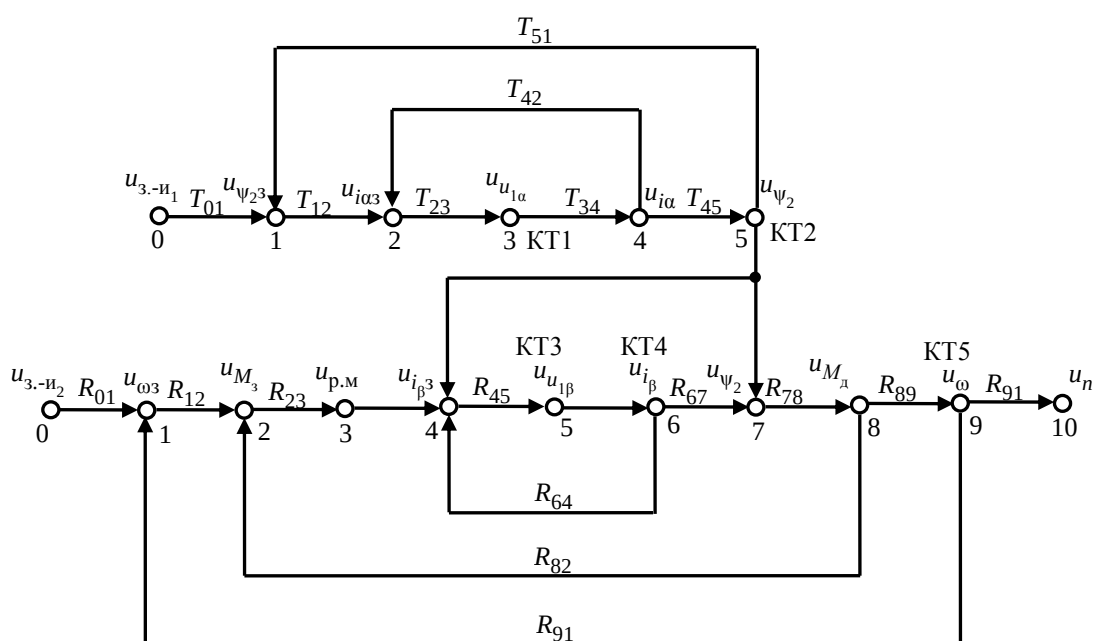


Рис. 3

Функция передачи относительно каких-либо входа i и выхода j определяется по формуле Мезона [3], а относительная чувствительность функций передачи к изменению операторов – по формуле

$$V_{W_{ij} T_{kl}} = \frac{\partial \ln W_{ij}}{\partial \ln T_{kl}},$$

где W_{ij} – функция передачи от входа i к выходу j ; T_{kl} , R_{kl} – операторы ветвей диаграммы.

Для выбора совокупности оцениваемых показателей необходимо составить таблицу чувствительностей функций передачи, где каж-

дая строка соответствует чувствительности функции передачи W_{ij} ко всем операторам ветвей T_{kl} (R_{kl}), а каждый столбец – чувствительности всех функций передачи к изменению одного оператора ветви T_{kl} (R_{kl}).

Анализ таблицы чувствительностей осуществляются путем сравнения по парам сумм чувствительностей одной функции передачи относительно всех операторов, используя правило:

Таблица чувствительностей функций передачи

Функции передачи W_{ij}	Чувствительности				
	T_{12}	...	T_{kl}	...	T_{m1}
W_{01}	$V_{W_{01} T_{12}}$	...	$V_{W_{01} T_{kl}}$	...	$V_{W_{01} T_{m1}}$
...	...	...	...	...	...
W_{ij}	$V_{W_{ij} T_{12}}$	...	$V_{W_{ij} T_{kl}}$	...	$V_{W_{ij} T_{m1}}$
...	...	...	...	...	...
W_{mn}	$V_{W_{mn} T_{12}}$	...	$V_{W_{mn} T_{kl}}$	...	$V_{W_{mn} T_{m1}}$

$$W_{0i} > W_{0j}, \text{ если } \sum_{k=0, l=1}^{m, n} \left| V_{W_{0i} T_{kl}} \right| > \sum_{k=0, l=1}^{m, n} \left| V_{W_{0j} T_{kl}} \right|,$$

где m, n – конечные индексы операторов в диаграмме ИУ ГЭУ;

$$W_{0i} \equiv W_{0j}, \text{ если } \sum_{k=0, l=1}^{m, n} \left| V_{W_{0i} T_{kl}} \right| = \sum_{k=0, l=1}^{m, n} \left| V_{W_{0j} T_{kl}} \right|.$$

В результате сравнения чувствительностей функций передачи можно определить множество $\{W_{ij}\}$ в последовательно упорядоченном отношении (в порядке убывания), что соответствует ранжированию степени влияния на работоспособность ИУ ГЭУ диагностических параметров.

Результат анализа таблицы чувствительностей позволяет определить совокупность диагностических показателей ИУ ГЭУ с АД с короткозамкнутым ротором $S_{\text{ИУ ГЭУ-АД}}$, которые соответствуют контрольным точкам (рис. 3): КТ1 (продольная составляющая напряжения, приложенного к обмотке статора АД $u_{1\alpha}$), КТ2 (потокосцепление ротора ψ_2), КТ3 (поперечная составляющая напряжения, приложенного к обмотке статора АД $u_{1\beta}$), КТ4 (поперечная составляющая тока статора АД $i_{1\beta}$), КТ5 (частота вращения вала АД ω), следующим образом:

$$S_{\text{ИУ ГЭУ-АД}} = (u_{1\alpha}, \psi_2, u_{1\beta}, i_{1\beta}, \omega).$$

Для определения последовательности проверки блоков функциональной схемы ИУ ГЭУ (рис. 2), соответствующей каждой контрольной точке, будем применять критерий упорядочения по чувствительности частотных характеристик функции передачи, который выражается следующим образом:

$$u_l(\omega_i) = \left| \frac{\partial A(\omega_i)}{\partial A_l(\omega_i)} \frac{A_l(\omega_i)}{A(\omega_i)} \right| + \left| \frac{\partial \varphi(\omega_i)}{\partial \varphi_l(\omega_i)} \frac{\varphi_l(\omega_i)}{\varphi(\omega_i)} \right|,$$

где $A(\omega_i)$, $\varphi(\omega_i)$, $A_l(\omega_i)$, $\varphi_l(\omega_i)$ – частотные характеристики соответственно объекта и l -го блока при конкретном значении частоты ω_i .

Если чувствительности частотных характеристик учитываются на различных частотах, то критерий упорядочения может быть записан в виде

$$u_l = \sum_i u_l(\omega_i).$$

В зависимости от расположения блока в функциональной схеме объекта значение критерия упорядочения по чувствительности частотных характеристик функции передачи будет определяться различными выражениями. В общем случае можно выделить три варианта для расчета значений критерия [2].

Ранжирование степени влияния блоков на работоспособность ИУ ГЭУ определяется путем сравнения полученных значений критерия и упорядочивания операторов по этим значениям таким образом:

$$u_1 > \dots > u_l > \dots > u_n.$$

Алгоритм расчета значений критерия упорядочивания по чувствительности частотных характеристик функции передачи показан на рис. 4.

Результат упорядочивания дает возможность определить последовательность проверки всех блоков при снижении работоспособности ИУ ГЭУ для каждой контрольной точки:

КТ1: $T_{34} \rightarrow T_{23} \rightarrow T_{01} \rightarrow T_{12} \rightarrow T_{45} \rightarrow T_{42} \rightarrow T_{51}$;

КТ2: $T_{34} \rightarrow T_{23} \rightarrow T_{01} \rightarrow T_{12} \rightarrow T_{42}$;

КТ3: $R_{34} \rightarrow R_{23} \rightarrow R_{12} \rightarrow R_{01}$;

КТ4: $R_{34} \rightarrow R_{45} \rightarrow R_{23} \rightarrow R_{12} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{53}$;

КТ5: $R_{34} \rightarrow R_{45} \rightarrow R_{67} \rightarrow R_{23} \rightarrow R_{12} \rightarrow R_{56} \rightarrow R_{01} \rightarrow R_{78} \rightarrow R_{53} \rightarrow R_{71} \rightarrow R_{62}$.

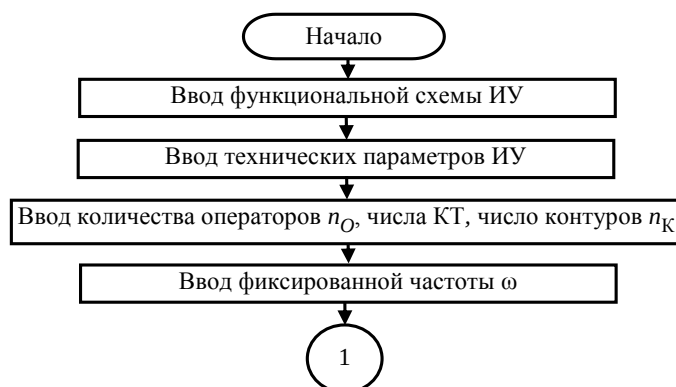
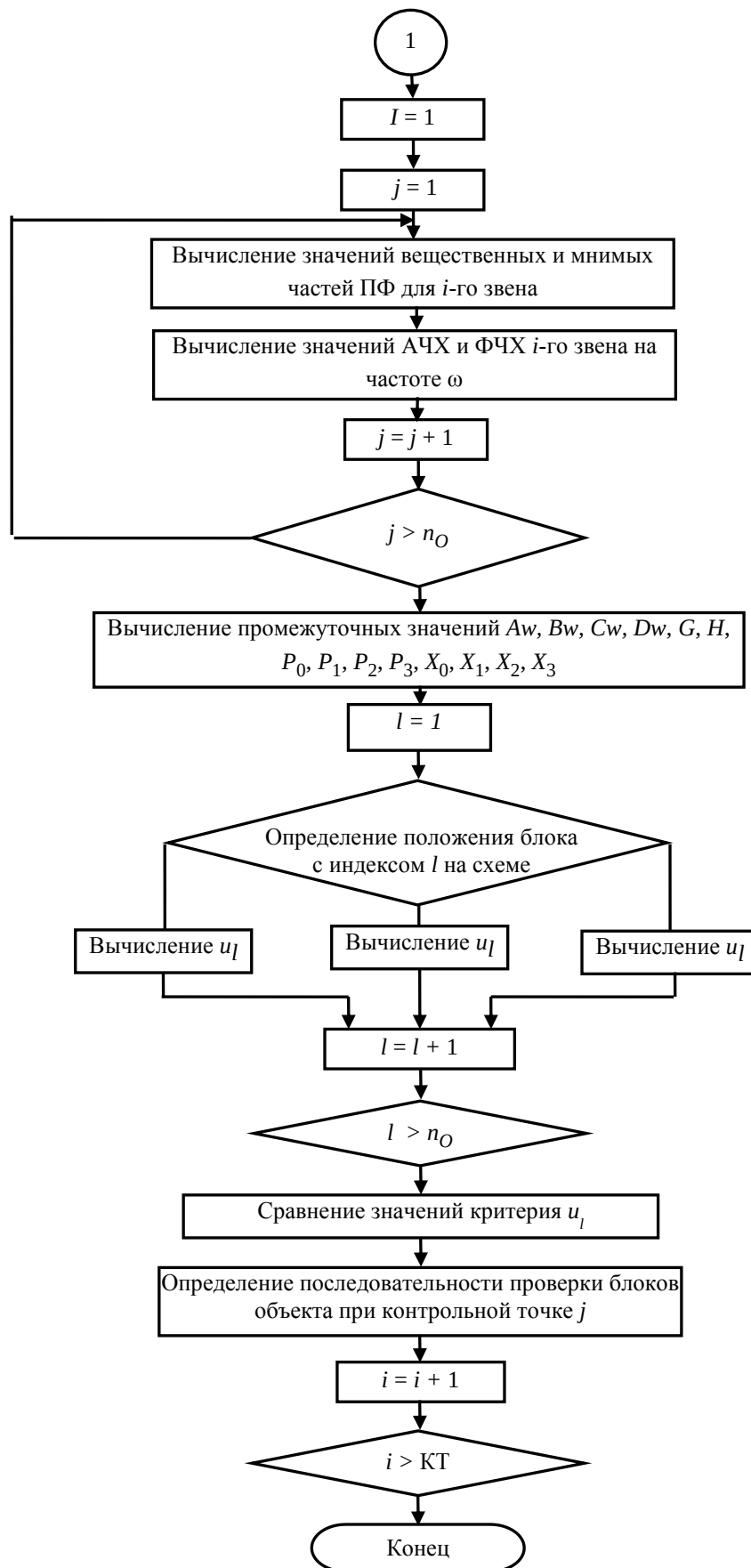


Рис. 4



Окончание рис. 4

В результате данной работы построена диагностическая модель ИУ ГЭУ переменного тока с АД с короткозамкнутым ротором. Определены контрольные точки по результатам анализа таблицы чувствительности функции передачи. Построены алгоритм и программа расчета значений критерия упорядочивания по чувствительности частотных характеристик. Сформирована последовательность проверки блоков при снижении работоспособности ИУ ГЭУ для каждой контрольной точки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М.: Изд. центр «Академия», 2007.
2. Ким Д. П. Теория автоматического управления: в 2 т. Т. 1. Линейные системы. М.: Физматлит, 2003.
3. Мозгалеvский А. В., Калявин В. П., Костанди Г. Г. Диагностирование электронных систем. Л.: Судостроение, 1984.

V. P. Kalyavin, B. V. Bruslinovskyi, Ta Thanh Hai

APPLICATION OF TRANSFER FUNCTION SENSITIVITY THEORY FOR DEVELOPMENT OF DIAGNOSTIC SUPPORT FOR ACTUATING UNIT OF AC ELECTRIC PROPULSION INSTALLATION

Development of diagnostic model of actuating unit of the AC Electric Propulsion installation in the form of a diagram of originated signals, by using the transfer functions sensitivity theory and the method estimating the frequency characteristics. Diagnostic model allows to select the set of estimated diagnostic parameters (control points) and define the sequence of testing blocks at lower efficiency.

Diagnostic ensuring, marine electric propulsion system, actuating unit of electric marine propulsion installation, diagnosis, sensitivity theory, induction motor

УДК 519.1: 655.1

А. В. Иванов, В. В. Ваганов, А. К. Котов

ПОИСК ЭФФЕКТИВНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ МАРШРУТОВ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ЗАКАЗОВ В АСУ ТП ПОЛИГРАФИЧЕСКОГО ПРЕДПРИЯТИЯ НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ КОМБИНАТОРНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

В рамках рассматриваемого подхода оптимизация полиграфического производства обеспечивается поиском кратчайшего пути реализации заказов в пространстве парных связей между элементами технологического оборудования полиграфического производства.

Заказ, таблица, цикл, алгоритм, матрица, вершина графа, информация, переменная

В связи с возрастающей конкуренцией на полиграфическом рынке становится актуальной проблема повышения эффективности работы полиграфического предприятия за счет внедрения систем управления производством. К основным задачам создания и внедрения подобных систем относятся оформление и расчет полиграфического заказа, подготовка производственной документации, планирование и диспетчеризация производства, производственный учет, расчет плановой и фактической себестоимости, планирование расхода материалов, учет бумаги, материалов, готовой продукции и контроль прохождения заказов (on-line) [1]. Одной из ресурсоемких и важных задач по вкладу в эффективность работы полиграфического предприятия является диспетчеризация. Под диспетчеризацией в первую очередь подразумеваются оптимизация и синхронизация выполнения параллельных технологических операций изготовления элементов полиграфической про-

дукции для сокращения длительности технологического цикла производства и обеспечения оптимальной загрузки оборудования. Таким образом, производственная система и производственные заказы могут быть представлены в виде сетевых взаимодействующих конструкций. Изучение же сети связанных этапов производства того или иного вида полиграфической продукции с учетом различной стоимости переходов и производства на различных элементах технологического парка полиграфического производства основано на использовании аппарата теории графов.

Постановка задачи. *Дано:*

1. Множество V – перечень полиграфической продукции: $V = \{v_i\}, i = 1, \dots, n, n$ – общее количество единиц полиграфической продукции в перечне (плане).

2. Множество связей между реализациями элементов продукции в технологическом цикле $P = \{p_{ij}\}, i, j = 1, \dots, n, i \neq j$, где p_{ij} – стоимость перехода к j -му этапу реализации продукции при условии реализации i -го этапа, зависит от производительности единицы технологического оборудования полиграфического производства. Множество P может быть получено в соответствии с технической документацией производства или методом экспертных оценок. Множество единиц полиграфической продукции и множество связей между этапами их производства могут быть представлены в виде ориентированного атрибутивного графа $G = (V, P)$, где вершины $V = \{v_i\}, i = 1, \dots, n, n$ – общее количество единиц полиграфической продукции в перечне (плане), а ребра графа – семейство пар $p_{ij} = (v_i, v_j), v_i, v_j \in V$.

3. Множество D номенклатуры технологического оборудования $\{d_s\}, s = 1, \dots, U$, где U – общее количество единиц технологического оборудования.

4. Каждому элементу множества D номенклатуры технологического оборудования может быть поставлено в соответствие подмножество покрываемых элементов множества единиц полиграфической продукции V , при этом общая эффективность полиграфического производства может быть посчитана.

Требуется:

1. Синтезировать алгоритм, формирующий перечень элементов из множества D номенклатуры технологического оборудования (в зависимости от начальной производственной единицы технологического оборудования), при котором сумма стоимостей (в стоимостном или временном исчислении) переходов по этапам реализации продукции, являющихся вершинами графа G должна быть минимальной. Критерием эффективности производственной системы в данном случае является наличие подмножества $\{d_{s'}\}, s' = 1, \dots, U', U' \subset U$, где U' – мощность подмножества состава технологического оборудования, полностью покрывающего вершины графа G , принадлежащие маршруту (или нескольким маршрутам) реализации продукции:

$$\begin{aligned} \{d_{s'}\} &\rightarrow \{v_j\}, s' = 1, \dots, U', \\ \{v_j\} &\rightarrow \{p_{ik}\}, j = 1, \dots, n', \\ \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n p_{ik} &= \min, \end{aligned} \tag{1}$$

где p_{jk} – стоимость наступления v_j -го этапа производства полиграфической продукции при условии реализации v_k -го этапа; k – индексы этапов, являющихся атрибутами вершин графа G ; v_j – этап, являющийся атрибутом вершин графа G , принадлежащих кратчайшему маршруту реализации продукции в пространстве $\{p_{ij}\}$; n' – количество вершин, принадлежащих маршруту реализации продукции в производственной системе.

2. При заданной реализации начального этапа продукции определить этапы в вершинах графа G , реализация которых наименее затратна (в стоимостном или временном исчислении).

3. При заданном начальном этапе производства оценить стоимость реализации продукции, находящейся в конечной заданной вершине (стоке) графа.

4. Определить методику и критерий отбора единиц технологического оборудования в соответствии с рассчитанными стоимостями реализаций этапов полиграфической продукции.

Алгоритмы поиска. Из множества алгоритмов поиска кратчайшего пути интерес представляют алгоритмы, которые на различных этапах выбора из альтернативных звеньев маршрута выбирают дугу с наименьшей стоимостью перехода между этапами производства заданной продукции (рис. 1), т. е. начинаем обход из заданной вершины графа (в нашем случае – с заданного начального этапа) и на каждом шаге выбираем ближайший по стоимости и не противоречащий технологии производства переход. В настоящее время для решения такой задачи существуют математически обоснованные алгоритмы, однако сложность их решения экспоненциально зависит от сложности исходных данных (количества вершин графа в исходной модели). Поэтому все эти алгоритмы с точки зрения практики имеют лишь теоретический интерес. Для практического применения в настоящее время используются лишь приближенные алгоритмы решения задачи поиска кратчайшего пути.

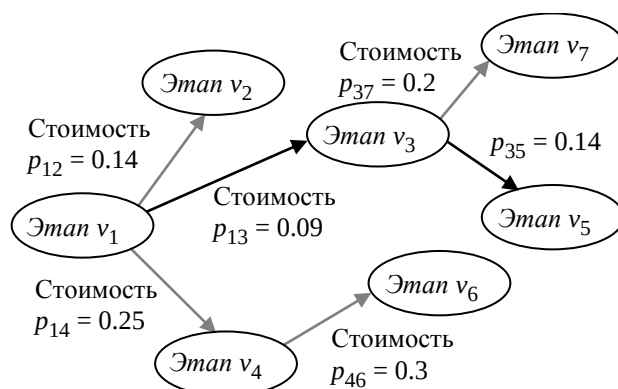


Рис. 1

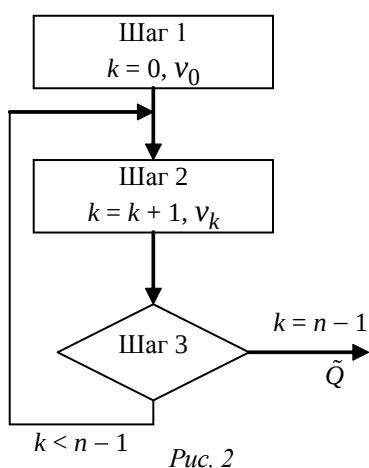
Необходимое условие применимости алгоритмов поиска кратчайшего пути – выбор наименее затратной дуги на каждом шаге. Маршрут реализации продукции: «Этап $v_1 \rightarrow$ Этап $v_3 \rightarrow$ Этап $v_5 \rightarrow \dots$ » привязан к номенклатуре и производительности единиц технологического оборудования

К таким алгоритмам относятся *быстрый приближенный алгоритм ближайшего соседа* (рис. 2) и *алгоритм Дейкстры*.

Для задачи с неравенством треугольника известно, что алгоритм ближайшего соседа является асимптотически сходящимся, т. е. сходится к оптимальному решению по вероятности с ростом числа n вершин (Э. Гимади) и для конкретных значений n результат пре-

вышает точное решение не более чем в $0.5 \log_2 n + 1$ раза. Алгоритм ближайшего соседа – один из немногих эвристических алгоритмов решения задачи коммивояжера, для которых допускается $p_{ij} \neq p_{ji}$, где p_{ij} – вес пути из i -й в j -ю вершину.

Начиная с некоторого начального состояния v_0 в качестве следующего состояния v_1 выбирают такое состояние, не равное v_0 , для которого вес кратчайшего пути – наименьший из всех весов кратчайших путей из v_0 в другие состояния. Аналогично, в качестве состояния v_2 выбирается состояние, не равное v_0 и v_1 , с наименьшим весом кратчайшего пути по сравнению с другими кратчайшими путями из v_1 в другие состояния. В итоге строится цепочка из n различных состояний, обеспечивающая обход графа G . При этом вес маршрута реализации этапов производства равен весу кратчайших путей, использованных при построении цепочки $v_0 v_1 \dots v_{n-1}$, а сам маршрут получается соединением использованных кратчайших путей в порядке их прохождения (рис. 2).



1. В качестве текущего частичного маршрута $\tilde{Q}$ выбрать начальное состояние v_0 , положить $k = 0$.

2. Если $\tilde{Q} = v_0 v_1 \dots v_k$ – частичный маршрут, то в качестве v_{k+1} ($k < n - 1$) выбрать состояние из множества $Q_k = \{v_1, \dots, v_n\} \setminus \{v_0, v_1, \dots, v_k\}$, для которого выполняется условие:

$$p_{v_k, v_{k+1}} = \min p_{v_k, v_i}, v_i \in Q_k. \quad (3.2)$$

Если имеется несколько состояний, удовлетворяющих условию (3.2), то выбор одного из них производится по любому правилу.

Образовать новый частичный маршрут, дописав v_{k+1} к уже имеющемуся маршруту. Положить $k = k + 1$.

1. Если $k = n - 1$, то в качестве решения задачи выдать частичный маршрут реализации этапов производства $\tilde{Q} = q_0 q_1 \dots q_k$. В противном случае перейти к шагу 2.

Для поиска наименее затратного маршрута реализации продукции иногда целесообразно использовать второй наиболее эффективный алгоритм в теории графов – алгоритм Дейкстры [2], [3].

Суть алгоритма состоит в следующем. Каждому состоянию a графа прохождения этапов производства продукции G соответствует определенное положительное число $v(a)$ – вес состояния, который равен сумме весов всех дуг, входящих в путь из начального состояния a_0 в состояние a . В любой момент времени вес $v(a)$ не меньше веса кратчайшего пути из a_0 в состояние a . В процессе выполнения алгоритма веса состояний уменьшаются до тех пор, пока не сравняются с весом соответствующего кратчайшего пути.

Алгоритм Дейкстры реализуется в два этапа:

1. Вычисление весов кратчайших путей;
2. Построение самих этих путей.

В процессе вычислений по обоим алгоритмам важно не только построение алгоритма, но и оценка возможности его реализации. Для этого оценивается:

- 1) объем памяти, занимаемый алгоритмом;
- 2) зависимость объема памяти, занимаемой промежуточными данными, от объема исходных данных;
- 3) зависимость времени вычислений от объема исходных данных.

При оценке вычислительной сложности все алгоритмы делятся на два класса.

1. Полиномиальные алгоритмы – алгоритмы, для которых верхняя оценка функции сложности пропорциональна некоторому полиному n^k , т. е. $\overline{S(n)} \sim n^k$, где n – объем исходных данных; $k = 1, 2, 3, \dots$ – некоторое фиксированное число:

$$\overline{S(n)} = O(n^k) \Rightarrow \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\overline{S(n)}}{n^k} = 1.$$

2. Экспоненциальные алгоритмы – алгоритмы, функция сложности которых имеет нижнюю (чаще всего) или верхнюю оценку, пропорциональную экспоненциальной функции a^n , т. е. $\underline{S(n)} \sim a^n$, где $a > 1$ – некоторое вещественное число.

Будучи близкими по объему вычислений в области малых объемов исходных данных, полиномиальный и экспоненциальный алгоритмы существенно различаются в области больших n (рис. 3).

В качестве примера приведем таблицу, характеризующую время решения задачи при различных функциях сложности алгоритмов и времени выполнения элементарной операции $\Delta t_3 = 1$ мкс.

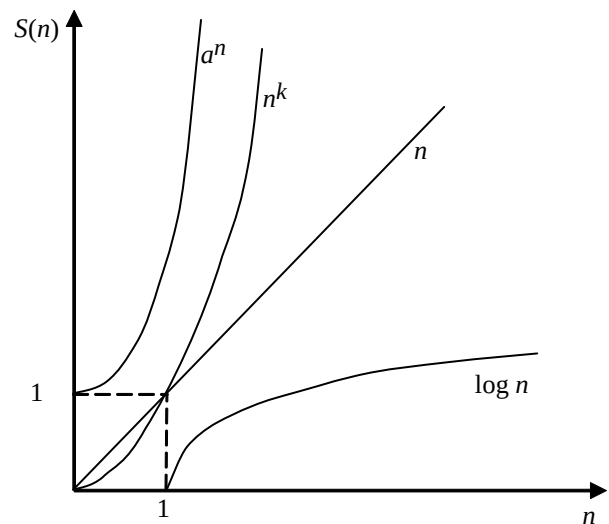


Рис. 3

$nO(n)$	20	50	100	200	500	1000
$1000n$	0.02 с	0.05 с	0.1 с	0.2 с	0.5 с	1 с
$100n^2$	0.04 с	0.25 с	1 с	4 с	25 с	2 мин
n^5	3.2 с	5.2 мин	2.8 ч.	3.7 сут	1 г.	31.7 лет
2^n	1 с	35 лет	$3 \cdot 10^6$ лет	–	–	–
3^n	58 мин	$2 \cdot 10^6$ лет	–	–	–	–

Приведем оценки вычислительной сложности алгоритмов определения наименее затратного пути реализации полиграфической продукции на графе производственной системы.

Алгоритм Дейкстры. Пусть граф содержит n состояний и взвешенные дуги. В качестве элементарной операции выступает сравнение двух символов (или слов); наибольшее число сравнений на каждом шаге пропорционально объему исходных данных n , количество шагов также пропорционально n . В итоге верхняя оценка вычислительной сложности $\overline{S(n)} = O(n^2)$.

Алгоритм ближайшего соседа. Нахождение оптимального маршрута, проходящего по всем n этапам, равносильно перебору из всего количества перестановок из n элементов. Общее число возможных перестановок из n элементов равно $n!$. В настоящее время отсутствует обоснованный критерий, позволяющий заранее отбрасывать неперспективные обходы (перестановки). По этой причине для решения задачи коммивояжера необходимо делать перебор по всем возможным обходам (перестановкам) n этапов. По формуле Стирлинга получаем:

$$n! \cong n^n \sqrt{2\pi n} \exp\left(-n + \frac{1}{12}n - \frac{1}{360}n^2 + \dots\right), \quad n \rightarrow \infty.$$

Отсюда время работы алгоритма экспоненциально зависит от n , т. е. алгоритм решения задачи коммивояжера является экспоненциально сложным.

Напомним, что по вычислительной сложности задачи делятся:

- на легко решаемые (P -полные задачи), алгоритмы решения которых являются полиномиальными;
- трудно решаемые (NP -полные задачи), все известные алгоритмы их решения – экспоненциальные.

Среди трудно решаемых задач можно выделить такие, для которых доказана невозможность построения полиномиального алгоритма, и такие, для которых невозможность полиномиального алгоритма не доказана, но они не построены. Задача коммивояжера является NP -полной задачей. В настоящее время большинство специалистов считают, что NP -полные задачи не имеют полиномиальных алгоритмов решения.

Таким образом, разработанные алгоритмы синтеза оптимального состава технологического оборудования, реализующего этапы полиграфического производства на основе определения наименее затратного маршрута реализации заказа, представляются наиболее эффективными в производственных системах с разнообразным набором многофункционального оборудования, позволяющим реализовывать на технологической единице множество видов полиграфической продукции. В статье проведена оценка эффективности алгоритмов синтеза оптимальной последовательности этапов реализации заказов на основе поиска кратчайшего технологического пути по методам ближайшего соседа и Дейкстры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Агеев В. Н., Иванов П. К., Ковалева В. В. Интегрированные системы проектирования и управления: учеб. пособие / Моск. гос. ун-т печати. М., 2008. 248 с.
2. Джонсон Г. Вычислительные машины и труднорешаемые задачи. М.: Мир, 1984. 256 с.
3. Конвей Р. В., Максвелл В. Л., Миллер Л. В. Теория расписаний. Одностадийные системы. М.: Наука, 1975. 360 с.

A. V. Ivanov, V. V. Vaganov, A. K. Kotov

SEARCH OF EFFECTIVE PRODUCTION DECISIONS IN MANAGEMENT INFORMATION SYSTEM OF PRINTING PRODUCTION USING METHODS OF COMBINATORY OPTIMIZATION

For the decision of problems of maintenance of efficiency of functioning of the Program-algorithmic components of ACS TP of polygraphic production used combinatorially graphovyy approach based on the solution of the problem on the smallest partition.

Order, table, cycle, algorithm, matrix, top of the count, information, variable



УДК 621.365.5

С. А. Галунин, А. Н. Никаноров,
А. А. Муратов, Ю. И. Блинов, А. С. Орлов

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫМ ПОЛЕМ В СИСТЕМАХ НАГРЕВА АЛЮМИНИЯ ПЕРЕД ПРЕССОВАНИЕМ

Система индукционного нагрева должна быть сконструирована таким образом, чтобы обеспечить необходимое распределение температуры в заготовке. Соответственно, основной задачей является численное исследование различных концепций управления температурным полем в алюминиевой заготовке. Были численно исследованы в трехмерной постановке несколько концепций управления температурным полем при индукционном нагреве алюминиевых заготовок вращением.

Индукционный нагрев, нагрев вращением, нагрев алюминия, температурное поле

В настоящее время в промышленности применяют различные методы горячей обработки металлов давлением, одним из которых является прессование профилей. Мировой рынок экструзионных продуктов составляет около 6 млн. т/г. Европейский рынок экструзии является основным рынком, особенно для изделий из алюминия, с объемом около 2,8 млн. т/г. В Европе установлено около 480 прессов для экструзии алюминиевых заготовок [1].

Нагрев перед прессованием способствует повышению пластичности металла и таким образом облегчает процесс его обработки. Довольно хорошо поддаются обработке, в частности вытягиванию в проволоку и прокатке в тонкие листы, алюминий и медь. Ко всему прочему, алюминий обладает рядом уникальных качеств и свойств, ценных в авиастроительной промышленности: прочный, легкий, обладает хорошей стойкостью к коррозии и многими другими.

Перед прессованием алюминиевые заготовки нагревают от комнатной температуры до конечных температур в 400...500 °С. Для предварительного нагрева заготовки перед экструзией используются в основном газовые печи и индукционные нагреватели. Окончательный выбор оборудования зависит от многих факторов.

Все технологии нагрева металла характеризуются высокими требованиями к нагреву:

- незначительное отклонение температуры от заданного значения,
- равномерность температурного распределения в заготовке,

- малые инвестиционные затраты,
- малые эксплуатационные расходы (высокий КПД, малые энергозатраты, простота в обслуживании, возможность ремонта, низкий процент брака при наладке),
- высокая производительность,
- быстрая готовность к работе,
- отсутствие ущерба, наносимого окружающей среде.

В настоящее время в установках для получения алюминиевого профиля широко используются индукционные нагреватели, которые предварительно нагревают алюминиевые заготовки перед прессованием. КПД обычного индукционного нагревателя не превышает 50...60 %, потому что 40...50 % всей мощности выделяется в виде тепла медными витками индуктора и отводится водяным охлаждением. Потери мощности в индукторе больше, чем все остальные потери системы индукционного нагрева, поэтому уменьшение потерь в витках катушки – это основной путь для увеличения суммарного КПД нагревателей алюминиевых заготовок.

Система индукционного нагрева должна быть спроектирована таким образом, чтобы обеспечить требуемое распределение температуры в заготовке. Оптимальный температурный профиль внутри заготовки зависит от условий экструзионного процесса в целом. Чаще всего температурное распределение вдоль длины заготовки должно быть однородным или градиентным, чтобы обеспечить высокое качество продукта и высокую скорость экструзионного процесса. Мощность индукционной установки составляет от 200 до 1000 кВт. Обычно металлические заготовки нагреваются в индукционных нагревателях на частоте 50 Гц. Главными преимуществами использования этой частоты являются снижение расхода энергии и капитальных затрат в связи с отсутствием преобразователя частоты и уменьшение времени нагрева изделий. Эти преимущества наиболее полно реализуются в установках большой мощности, в особенности при нагреве хорошо проводящих материалов, таких как сплавы алюминия.

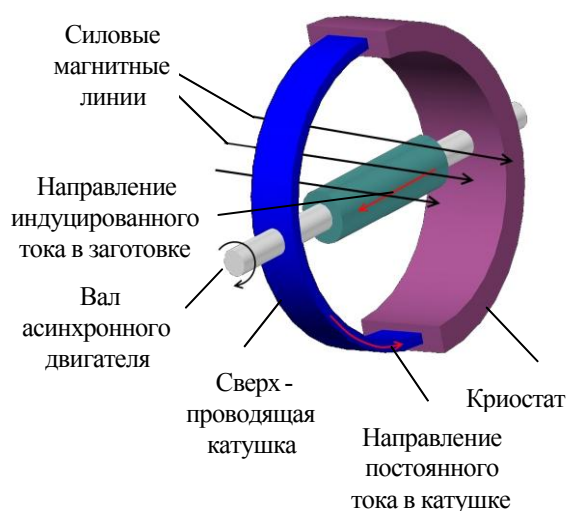


Рис. 1

Обзор литературных источников показал, что в настоящее время возможно существенно повысить энергетическую эффективность процесса нагрева алюминиевых цилиндрических заготовок перед прессованием, используя технологию нагрева заготовки вращением в поле постоянных магнитов (рис. 1).

Для улучшения энергетической эффективности нагрева алюминиевых заготовок перед прессованием был предложен инновационный метод, который позволяет использовать сверхпроводники, способные генерировать высокоинтенсивные магнитные поля в больших объемах. Изменение магнитного потока, пронизывающего заготовку, вызвано вращением заготовки относи-

тельно поля возбуждения. Вращение в постоянном магнитном поле вызывает поток индуцированных токов, которые создают момент, препятствующий вращению. Практически вся энергия в заготовке преобразуется в тепловую и механическая энергия асинхронного электродвигателя преобразуется в нее же. Теоретически КПД индуктора должен приближаться к КПД электрического двигателя, который составляет 90 % [2], [3].

При термообработке изделия возникают температурные напряжения и деформации, величины которых могут оказаться за пределами упругости. Остаточные напряжения могут складываться с имеющимися и в сумме превышать значения предела прочности, что приводит к образованию трещин и разрушению изделий. Кроме того, растягивающие остаточные напряжения снижают износостойкость и стойкость к циклическим нагрузкам.

В связи с этим актуальными задачами являются: изучение процессов, протекающих в системах нагрева алюминиевых заготовок вращением в поле постоянных магнитов; исследование средств пространственного управления температурным полем; применение современных коммерческих пакетов, позволяющих моделировать электромагнитные и тепловые процессы при нагреве заготовок, а также поиск направлений оптимизации конструкций нагревателей.

На данный момент в мире уже существует несколько установок нагрева алюминиевых цилиндрических заготовок вращением в поле постоянных магнитов, но в них не предусмотрена и не заложена возможность внедрения средств пространственного управления температурным полем. Это подчеркивает высокую актуальность представленной работы.

Средства пространственного управления температурным полем в нагреваемой заготовке можно разделить на две группы: пассивные и активные. К активным средствам относится все, что связано с системами генерации электромагнитного поля, а к пассивным относятся дополнительно вносимые в поле «посторонние» предметы (это могут быть магнитные и ферромагнитные изделия различной геометрической формы и размеров).

Оптимальный процесс нагрева нуждается в точном проектировании индуктора и постоянных магнитов. Математическое моделирование служит удобным инструментом для оптимального проектирования нагревателей. В целом, методика проектирования установки индукционного нагрева состоит из нескольких этапов, общих для всех инженерных задач. Математическое моделирование включает в себя преобразование инженерного описания проблемы в четкую математическую постановку, разработку модели с использованием численного метода, например метода конечных элементов, который обеспечивает приближенное решение.

Таким образом, электромагнитный и тепловой анализ индукционной системы для нагрева заготовки вращением в постоянном магнитном поле требует построения полной трехмерной численной модели, учитывающей скорость вращения и все нелинейные физические свойства материалов. Универсальный коммерческий пакет ANSYS дает хорошие возможности для проведения электромагнитного и теплового расчета, включающего вращение заготовки [4].

При исследовании влияния средств управления температурным полем в нагреваемой заготовке работа была разбита на два этапа. На первом этапе при помощи средств численного

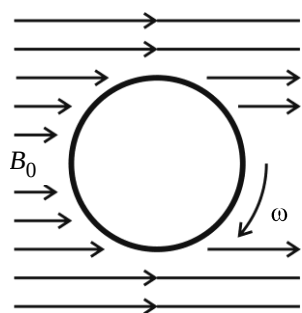
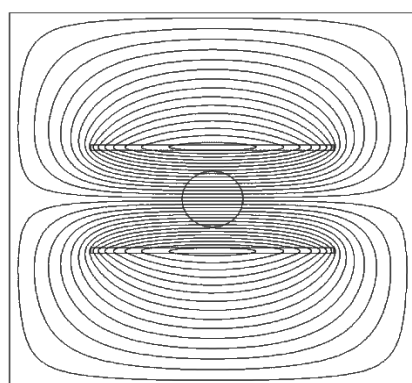


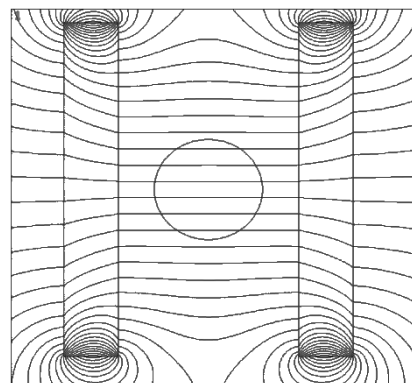
Рис. 2

моделирования исследовалась возможность создания однородного магнитного поля, в котором вращается нагреваемая заготовка. На втором этапе исследовалось влияние пассивных средств, вносимых в электромагнитное поле, на распределение температуры в нагреваемой алюминиевой заготовке.

Для исследования влияния пассивных средств управления на распределение температуры в нагреваемом теле было принято решение провести моделирование для случая, когда алюминиевая заготовка вращается с постоянной угловой скоростью ω в однородном магнитном поле с магнитной индукцией B_0 (рис. 2). На практике такое распределение поля получить достаточно сложно либо экономически нецелесообразно, но это сделано для того, чтобы в исследованиях исключить влияние на распределение температуры в заготовке неравномерности поля. В таком случае возможно полно и всесторонне исследовать возможности пассивных средств управления температурным полем в нагреваемой заготовке.

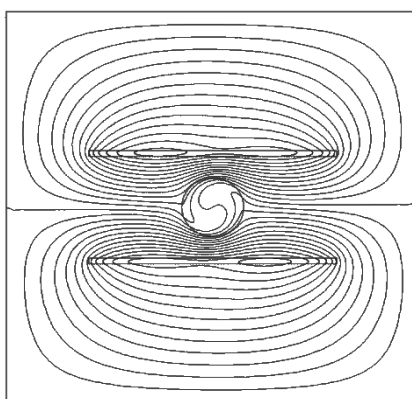


а

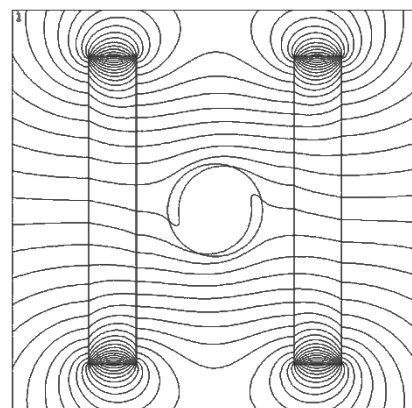


б

Рис. 3



а



б

Рис. 4

Однородное магнитное поле можно создать несколькими способами. В работе использовались два взаимозаменяемых метода. В первом методе для создания поля использовались длинные плоские пластины с током – индуктор (рис. 3, а), а во втором – постоянные магниты (рис. 3, б). Как видно из представленных рисунков, в области нахождения нагреваемой алюминиевой заготовки поле идеально однородное.

Если же начать вращать заготовку с некоторой постоянной угловой скоростью, то поле искажается, как показано на рис. 4, *а* для индуктора и 4, *б* для магнитов. При этом распределение удельной мощности в поперечном сечении нагреваемой детали при вращении ее в магнитном поле, создаваемом индуктором и постоянными магнитами, показано на рис. 5 и 6 соответственно.

Чтобы обеспечить однородное магнитное поле в области заготовки, была исследована зависимость выделяемой мощности в заготовке от ширины индуктора b для различной геометрии индукционной системы. Результаты для двух различных расстояний между пластинами индуктора $h_1 = 0.8$ м (штриховая линия) и $h_2 = 0.4$ м (сплошная линия) представлены на рис. 7.

Относительная мощность $P_{\text{отн}}$, выделяемая в заготовке, растет с шириной проводника, достигая насыщения, а также с уменьшением зазора между проводниками.

Как уже упоминалось, задачей проектирования индукционного нагревателя является обеспечение требуемого распределения температуры в заготовке. Геометрия системы *индуктор–заготовка* существенно влияет на распределение температуры за счет искажения электромагнитного поля на концах заготовки. Температурное поле в заготовке также формируется выравниванием температуры за счет теплопроводности и тепловых потерь с поверхности заготовки.

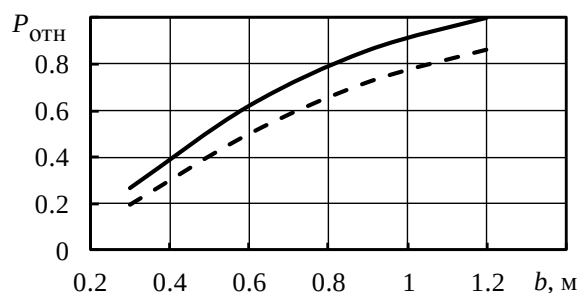


Рис. 7

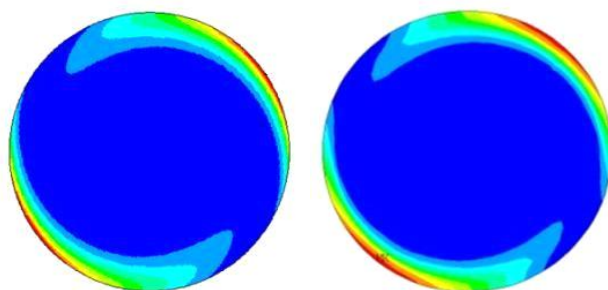


Рис. 5

Рис. 6

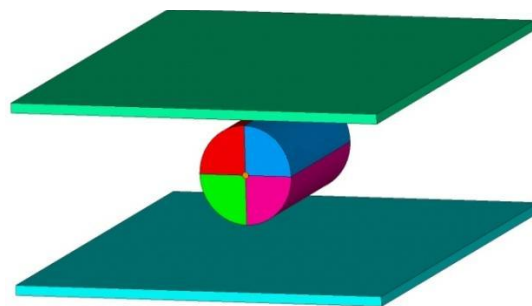


Рис. 8

Результаты исследований показали, что конфигурация индукционной системы не позволяет получить равномерное распределение температуры по длине заготовки. При рассмотрении индукционной системы электромагнитные краевые эффекты приводят к перегреву концов заготовки. Изменение размеров катушек является сложной инженерной задачей, поэтому необходимо использовать другие способы для получения требуемого распределения температуры в заготовке.

Для создания однородного магнитного поля в трехмерной постановке использовалась система, показанная на рис. 8. Распределение мощности в заготовке для трехмерной задачи представлено на рис. 9 (области с более светлым цветом соответствуют максимальному выделению мощности, а с темным минимальному). Распределение имеет абсо-

лотно другую природу в сравнении с классическим индукционным нагревом. Можно увидеть, что температурное поле вращательной симметрии будет окончательно сформировано только за счет вращения заготовки. В этом случае важность краевых эффектов в заготовке становится очень высокой.

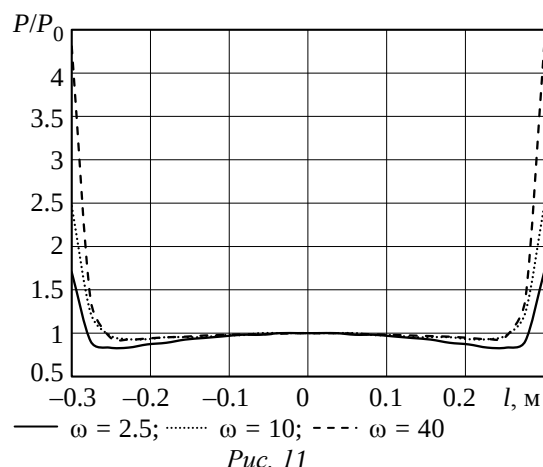
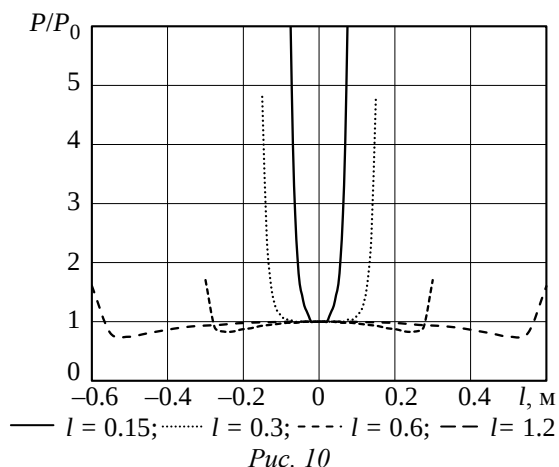
Краевые эффекты были исследованы главным образом за счет мощности, выделяемой в поперечных сечениях заготовки. С помощью описанного метода были построены распределения удельной мощности вдоль длины l заготовки при различных ее значениях (150, 300, 600 и 1200 мм). График распределения относительной удельной мощности P/P_0



Рис. 9

для различных значений длины заготовки представлен на рис. 10 (P_0 – удельная мощность, выделяемая в центре заготовки; P – удельная мощность, выделяемая в текущем сечении заготовки). В коротких заготовках сильно выражен краевой эффект со значительным перегревом кромок заготовки. Увеличение длины заготовки стабилизирует интенсивность краевого эффекта с некоторым перегревом краев и небольшим снижением мощности в области перед краями заготовки.

Краевые эффекты в заготовке также зависят от угловой скорости. Распределение относительной удельной мощности P/P_0 вдоль длины заготовки с $l = 0.6$ м показано на рис. 11. Увеличение скорости делает краевой эффект более выраженным с более однородным распределением в регулярной части заготовки.



Исследование краевых эффектов в однородном магнитном поле дает полное понимание условий процесса необходимых для будущего развития активных и пассивных средств управления температурным полем.

Для электромагнитного и теплового анализа индукционных систем нагрева заготовок вращением в постоянном магнитном поле была создана трехмерная численная модель, включающая скорость вращения и все нелинейные физические свойства материалов. Полученные результаты показывают, что температурное поле может быть сильно неоднородным по длине заготовки. При рассмотрении электромагнитных краевых эффектов индукционных систем результаты говорят о перегреве концов заготовки. Проектирование индукторов с постоянным током – задача очень трудная для адаптации к требуемому на-

греву. Поэтому с целью получения требуемого температурного профиля в заготовке на стадии проектирования индуктора должны быть рассмотрены независимые измерения. Результаты трехмерного моделирования показали, что однородный температурный профиль может быть получен за счет специального набора активных и пассивных средств управления температурным полем.

Авторы благодарят Министерство образования и науки Российской Федерации за финансовую поддержку работы в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Electromagnetic and thermal analysis of the induction heating of aluminium billets rotation in DC magnetic field / R. Araneo, F. Dughiero, M. Fabbri and oth. // Proc. Intern. Symp. on Heating by Electromagnetic Sources, Padua, 2007. P. 487–496.
2. Runde M., Magnusson N. Induction Heating of Aluminium Billets using Superconducting Coil // PHYSIC C, 372–376. 2002. P. 1339–1340.
3. Fabbri M., Morandi A., Negrini F. Temperature Distribution in Aluminium Billets Heated by Rotation in Static Magnetic Field Produced by Superconducting Magnets // COMPEL. 2005. Vol. 24, № 1. P. 281–290.
4. Numerical simulation of induction heating of aluminium billets by rotation in DC magnetic field / B. Nacke, M. Zlobina, A. Nikanorov, A. Ulferts // Proc. Intern. Symp. on Heating by Electromagnetic Sources. Padua, 2007. P. 497–504.

S. A. Galunin, A. N. Nikanorov, A. A. Muratov, Yu. I. Blinov, A. S. Orlov

INVESTIGATION OF METHODS TO CONTROL TEMPERATURE FIELD IN HEATING SYSTEMS ALUMINIUM BEFORE PRESSING

The induction heating system should be designed so that a required temperature distribution in the billet is provided. Accordingly main task is numerical investigations of the different concepts to control the temperature field in the aluminium billets. Several concepts to control the temperature field at the induction heating of aluminium billets by have been investigated by 3D numerical code.

Induction heating, heating by rotation, heating of aluminum, the temperature field

УДК 621.3(075.8)

М. П. Белов

ПРИМЕНЕНИЕ СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПРОМЫШЛЕННЫХ МЕХАНИЗМОВ И АГРЕГАТОВ

Рассматривается применение нейронных сетей и генетических алгоритмов в автоматизированных электромеханических комплексах, позволяющих оптимизировать процесс управления автоматизированными электроприводами, адаптировать систему управления к действующим на нее возмущающим воздействиям, организовать управление в условиях структурной и параметрической неопределенностей.

Электромеханический комплекс, нейронная сеть, структурная и параметрическая неопределенности

В настоящее время существует несколько причин, наиболее существенно влияющих на увеличение сложности задач управления автоматизированными электроприводами промышленных механизмов и агрегатов (АЭП ПрМиА):

– увеличение выпуска промышленной продукции и расширение ее номенклатуры и ассортимента. В нашей стране объем выпуска промышленной продукции удваивается примерно каждое десятилетие, номенклатура изделий выросла за послевоенные годы более чем в десять раз, а за каждым наименованием изделий стоит целый комплекс задач управления;

– усложнение выпускаемых изделий и технологий их производства. Количественный рост выпуска продукции сопровождается совершенствованием ее качества, что приводит к усложнению изделий. Новые технологии базируются на внедрении новой техники, автоматизации производственных процессов;

– увеличение частоты сменяемости выпускаемых изделий и технологий. Этот фактор, с одной стороны, является следствием научно-технического прогресса, а с другой – связан с возрастанием требований к качеству выпускаемой продукции;

– развитие специализации и кооперирования производства. Современный этап развития производства характеризуется усилением его концентрации и специализации на основе внедрения современных средств автоматизации и новых технологий;

– необходимость экономии ресурсов и охраны окружающей среды. Для охраны природных ресурсов и здоровья человека необходимо разрабатывать безотходные, ресурсосберегающие, экологически чистые технологии; рационально добывать и использовать нефть, уголь, газ и другие источники энергии; сохранять леса, реки и другие природные условия нормальной жизнедеятельности человека.

Основные тенденции развития средств автоматизации в начале XXI в. можно выразить двумя словами: биологизация и гибридизация. Под *биологизацией* понимается построение и исследование моделей поведения электромеханических объектов и способов управления ими на основе имитации механизмов, реализованных природой в живых существах. Это стало возможным за счет стремительного увеличения вычислительных мощностей и развития математического аппарата.

Гибридизация состоит в совместном применении различных способов реализации систем управления: с применением классических подходов или с применением нейроконтроллеров.

В последние годы среди специалистов в области теории автоматического управления заметился подъем интереса к новым нетрадиционным подходам, которые формируются вне рамок классической теории, базирующейся на аппарате интегро-дифференциального исчисления.

В настоящее время Япония провозгласила программу Real World Computing. Авторы программы огромную роль – до 40 % ее содержания – отводят исследованию естественных и созданию искусственных нейронных систем (ИНС), в дальнейшем – нейронные сети (НС).

Современное промышленное оборудование имеет сложную структуру построения. При проектировании технологических комплексов и промышленных установок возможно применение большого количества разнообразных средств автоматизации. Поэтому на стадии проектирования необходимо синтезировать оптимальную структуру построения таких объектов управления, а также за счет соответствующих параметров средств автоматизации обеспечить требуемые динамические характеристики системы управления и, как следствие, – увеличение производительности труда и энергосбережения.

В задачах нейрорууправления для представления объекта управления используют либо модель «черного ящика», в котором наблюдаются текущие значения входа и выхода, либо модель с неполным вектором параметров (в условиях структурной и параметрической неопределенности).

Анализ различных источников информации позволил выявить следующие способы построения нейроконтроллеров с применением различных типов нейронных сетей, применяемых в системах управления.

В настоящее время сформировались два основных направления в применении НС внутри синтезируемых регуляторов: прямые методы, основанные на непосредственном управлении объектом с помощью нейронной сети, и непрямые методы, когда нейронная сеть используется для выполнения вспомогательных функций управления, таких как фильтрация шума или идентификация динамического объекта [1], [2]. В зависимости от числа нейронных сетей, составляющих нейроконтроллер, системы нейрорууправления могут быть *одномодульными* или *многомодульными*. Схемы нейрорууправления, которые применяются совместно с традиционными контроллерами, называются *гибридными* [3].

Рассмотрим основные методы управления с применением НС, которые возможно применить в АЭП ПрМиА.

Гибридное нейрорууправление. Гибридными называют системы нейрорууправления, в которых нейронные сети работают совместно с обычными контроллерами, ПИД-регуляторами или другими типами контроллеров.

Гибридное нейро-ПИД-управление позволяет осуществлять самонастройку ПИД-регулятора в режиме on-line с использованием нейронных сетей.

Управление с использованием ПИД-контроллера основано на минимизации ошибки обратной связи. Вырабатываемый контроллером сигнал управления представляет взвешенную сумму пропорциональной, интегральной и дифференциальной частей:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}.$$

Коэффициенты K_p , K_i , K_d получаютсЯ при настройке ПИД-контроллера, которая может быть выполнена либо вручную по правилу Зиглера–Никольса, правилу Козна–Куна или другими методами, либо с использованием нейронной сети.

Достоинством использования этого подхода является упрощение эксплуатации вследствие устранения процедуры настройки ПИД-контроллера вручную. Кроме того, в случае применения нейронной сети с нелинейными активационными функциями ПИД-контроллер превращается в нелинейный контроллер, что потенциально обеспечивает более высокое качество управления нелинейными динамическими объектами. Недостатками этого метода являются: 1) сложность оценки устойчивости полученного нелинейного контроллера; 2) необходимость в точной математической модели объекта управления для вычисления якобиана объекта управления.

Методы гибридного параллельного нейроуправления предусматривают параллельное использование нейроконтроллеров и обычных контроллеров для управления АЭП ПрМиА. При этом нейроконтроллер и обычный контроллер, в роли которого может выступать, например, ПИД-контроллер, получают одинаковые значения входных воздействий.

Возможны следующие варианты совместного подключения обычного контроллера и нейроконтроллера:

1) к объекту управления подключается обычный контроллер, после чего нейроконтроллер обучается управлять уже замкнутой обычным контроллером системой управления электроприводом промышленного агрегата или механизма.

После обучения нейроконтроллер подключается к системе управления, а управляющие сигналы обоих контроллеров суммируются;

2) нейроконтроллер учится управлять объектом управления, после обучения начинает функционировать в рабочем режиме. Далее для управления замкнутой нейроконтроллером системой настраивается обычный контроллер. После настройки обычного контроллера, он подключается к системе управления, управляющий сигнал обоих контроллеров суммируется;

3) области действия обычного контроллера и нейроконтроллера разграничиваются.

При параллельной работе обоих контроллеров управляющий сигнал поступает на объект либо от нейроконтроллера, если текущее состояние параметров системы управления изменяется под воздействием внешних возмущающих воздействий, либо от обычного контроллера.

Прогнозирующее нейроуправление. Метод обучения нейроконтроллеров, при котором минимизируется отклонение текущего положения объекта управления от сигнала задания для каждого такта, не всегда обеспечивает наилучшее интегральное качество управления, оцениваемое выражением

$$E = \sum_{i=1}^I (r(i) - y(i))^2.$$

Это связано с тем, что 1) качество управления ухудшается из-за свойства запаздывания минимум на один такт, 2) нейроконтроллер, стремясь минимизировать текущую ошибку, может выдать чрезмерно сильный управляющий сигнал, что ведет к перерегулированию.

Прогнозирующее модельное нейроуправление минимизирует функционал величины интегральной ошибки, прогнозируемой на N тактов вперед:

$$J(k) = \sum_{i=J_1}^{J_2} e(k+i)^2 + \rho \sum_{i=0}^{J_2} (u(k+i) - u(k+i-1))^2,$$

где e – ошибка выхода системы; ρ – вклад изменения управляющего сигнала в общий функционал J . Для прогнозирования будущего поведения системы управления и вычисления ошибок используется прямой нейроэмулятор, обученный так же, как в случае

обратного распространения ошибки через прямой нейроэмулятор. Преимущество этого метода заключается в том, что в нем отсутствует обучаемый нейроконтроллер. Его место занимает оптимизационный модуль, работающий в режиме реального времени, в котором может быть использован один из методов оптимизации (в основном применяются градиентные методы).

Недостатком таких систем управления является невозможность их применения в системах с большой частотой дискретизации, так как оптимизационный алгоритм, работающий в режиме реального времени, за время одного такта не будет успевать находить наилучшую стратегию действий.

Нейроуправление с эталонной моделью, или вариант нейроуправления по методу обратного распространения ошибки через прямой нейроэмулятор, с дополнительно включенной в схему эталонной моделью. Этот способ управления применяется в целях повышения устойчивости переходного процесса: в случае, когда переход объекта в целевое положение за один такт невозможен, траектория движения и время осуществления переходного процесса становятся плохо прогнозируемыми величинами и могут привести к нежелательным режимам работы системы управления.

Методы нейроуправления на основе адаптивной критики. Системы адаптивной критики выбирают управляющий сигнал на основе оценок ошибок будущего с бесконечным горизонтом:

$$J(k) = \sum_{i=0}^{\infty} \gamma^i e(k+i)^2,$$

где γ – коэффициент забывания, $0 < \gamma \leq 1$; $e(k)$ – ошибка. Система включает два нейронных модуля: нейроконтроллер и модуль критики. Нейроконтроллер обучают минимизировать функционал $J(k)$, который играет ту же роль, что и ошибка $e(k)$ в методах обучения по ошибке обратной связи. Модуль критики выполняет аппроксимацию значений функции стоимости.

Обучение системы нейроуправления происходит в режиме on-line и состоит из двух этапов: обучения модуля критики и обучения нейроконтроллера.

Подражающее нейроуправление охватывает системы нейроуправления, в которых нейроконтроллер обучается на примерах динамики обычного контроллера по обратной связи. После обучения нейронная сеть в точности воспроизводит функции исходного контроллера. Обучающая выборка для нейронной сети, например, может быть сформирована следующим образом.

Технологический контроллер по обратной связи управляет АЭП ПрМиА в рабочем режиме. Значения величин на входе и выходе контроллера протоколируются и на основе протокола формируется обучающая выборка для НС (нейроконтроллера) $U = P_i, T_i \bigg|_{i=1}^N$, содержащая N пар модулей входа P_i и ожидаемых реакций T_i нейросети:

$$P_i = r(i+1) - S(i)^T,$$

$$T_i = u(i),$$

где $S(i)$ – модуль N -мерного вектора состояния объекта на i -м такте; u – модуль вектора управления; r – модуль вектора входных сигналов на нейроконтроллер.

После обучения с помощью, например, метода обратного распространения ошибки нейронная сеть подключается вместо исходного контроллера. Основным недостатком этого метода является необходимость в предварительно настроенном исходном контроллере, что не всегда возможно.

Кроме этих способов нейроуправления в системах управления применяются и другие способы: инверсное нейроуправление, обобщенное инверсное нейроуправление, метод обратного пропуска ошибки через прямой нейроэмулятор, многомодульное нейроуправление, системы многомодульного нейроуправления на основе локальных инверсных моделей, метод многомодульного нейроуправления на основе пар прямых и инверсных моделей.

Каждый из рассмотренных методов имеет как хорошие, так и плохие характеристики. Результаты сравнения различных методов управления электромеханическими объектами приведены в таблице.

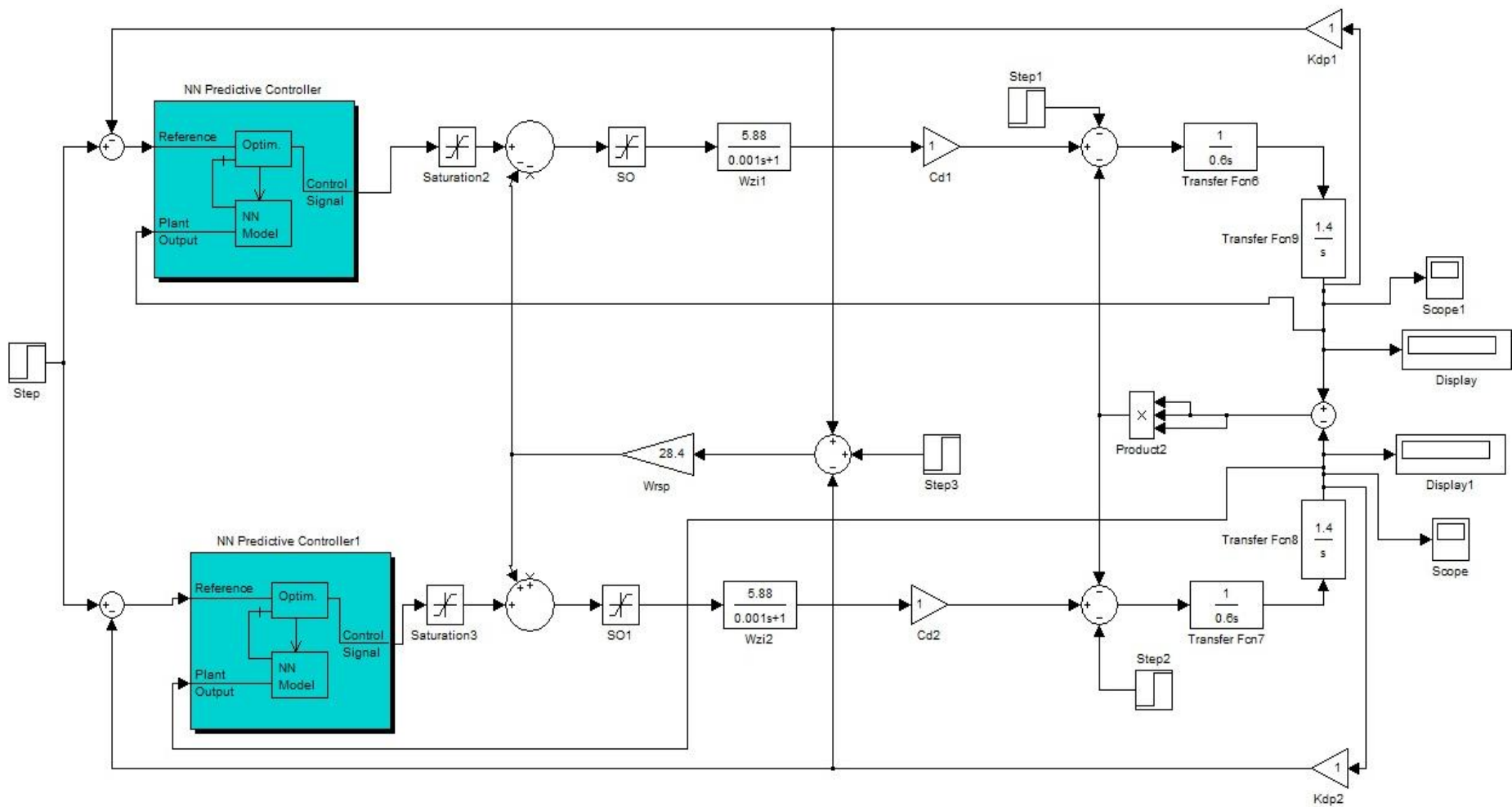
Критерий	Нейросетевое управление	Адаптивное управление с эталонной моделью Ляпунова	Управление с обратной связью и регулируемые коэффициентами
Сложность программы управления	Средняя	Средняя	Наихудшая
Скорость сходимости	Наихудшая	Средняя	Наилучшая
Ошибка слежения	Средняя	Наилучшая	Средняя
Работа в реальном времени	Наилучшая	Средняя	Средняя
Робастность рассогласования модели	Наилучшая	Средняя	Наихудшая
Устойчивость обратной связи	Средняя	Наилучшая	Наихудшая

В процессе исследований и отработки алгоритмов нейроуправления широко используются: нейроматематика, теория нейронных сетей, методы цифрового моделирования в среде Matlab Simulink.

В качестве примера применения НС рассмотрим моделирование системы управления нажимными винтами [4]. Назначение нажимного устройства – изменять расстояние между валками стана для получения требуемого обжатия металла. Обычно перемещается верхний валок, а нижний остается неподвижным.

При управлении с предсказанием модель управляемого процесса используется для того, чтобы предсказать его будущее поведение, а алгоритм оптимизации применяется для расчета такого управления, которое минимизирует разность между желаемыми и действительными изменениями выхода модели.

Модель системы управления механизмом нажимных винтов с помощью нейронных регуляторов NN Predictive Controller с различными параметрами их настройки показана на рисунке.



Для исследование модели системы управления механизмом нажимных винтов с помощью нейронных регуляторов NN Predictive Controller воспользуемся различными настройками параметров этих регуляторов, меняя

- 1) алгоритм одномерного поиска – Minimization Routine;
- 2) обучающую функцию – Training Function;
- 3) размер скрытого слоя, который определяется количеством используемых нейронов – Size of the Hidden Layer.

Длительность процесса «обучения» является основной преградой на пути широкого использования методов нейронных сетей в различных типах регуляторов. Другими недостатками нейронных сетей являются невозможность предсказания погрешности регулирования для воздействий, которые не входили в набор обучающих сигналов, а также отсутствие критериев выбора количества нейронов в сети, длительности обучения, диапазона и количества обучающих воздействий.

Таким образом, если исследуемый объект управления нелинеен, сложен и не может быть идентифицирован, но имеются эвристические правила или опыт ручного управления таким объектом, то решить задачу управления можно с помощью нейросетевого регулятора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Терехов В. А., Ефимов Д. В., Тюкин И. Ю. Нейросетевые системы управления: учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 2002.
2. Бодянский Е. В., Руденко О. Г. Искусственные нейронные сети: архитектуры, обучение, применения. / ХГПУ. Харьков, 2008.
3. Гольдштейн С. Л., Щербатский В. Б., Гущина О. В. Практический нейрокомпьютинг / ГОУ ВПО УГТУ – УПИ. Екатеринбург, 2005.
4. Белов М. П., Новиков В. А., Рассудов Л. Н. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов: учеб. для вузов. 3-е изд. М.: Изд. центр «Академия», 2007. 576 с.

M. P. Belov

APPLICATION OF THE MODERN MANAGEMENT METHODS BY THE AUTOMATED ELECTRIC DRIVES OF INDUSTRIAL MECHANISMS AND AGGREGATES

Application of neural networks and genetic algorithms in the automated electromechanical complexes is considered, allowing to optimize managerial process by the automated electric drives, to adapt a management system for perturbing influences operating on it, to organize control in the conditions of structural and parametric uncertainty.

Electromechanical complex, neural network, structural and parametric uncertainty

УДК 62-713.1

И. Ф. Филиппов, Е. А. Шамарина

О БЕСКАВИТАЦИОННОМ ДВИЖЕНИИ ОХЛАЖДАЮЩЕЙ ВОДЫ В КАНАЛАХ ОБМОТОК ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ С ПОЛНЫМ ВОДЯНЫМ ОХЛАЖДЕНИЕМ

Охлаждение турбогенераторов водой перспективно по своей сути из за высокой теплоотводящей способности воды. Используя воду в качестве охлаждающей среды, необходимо учитывать ее особенности, одной из которых является неспособность воды противостоять напряжениям растяжения, вследствие чего жидкость кавитирует.

Турбогенератор, охлаждающая вода, кавитационная эрозия

Постановка задачи. Мировая энергетика вынуждена существовать в обстановке не которого абсурда: в турбогенераторах атомных электростанций применено водородное охлаждение, что в принципе создает взрывоопасность, в то время как требуется предель-

ная надежность. Это вызвано отсутствием альтернативных вариантов систем охлаждения турбогенераторов, в частности надежных систем полного водяного охлаждения. Возникла необходимость создания и внедрения новых принципов и конструкций.

Практическая прочность воды. Известно, что теоретическая прочность воды при действии растягивающих напряжений составляет 1600 атм. [1]. Однако всякий, кому доводилось пользоваться в загородных условиях колодцами, знает, что вытяжной насос способен качать воду с глубины не более семи метров. С большей глубины воду подает насос нагнетательный, опущенный до необходимого уровня. Причина этому – наличие в воде пузырьков воздуха, пылинок, мелких насекомых и пр. И прочность струи оказывается равной семи метрам водяного столба. Если растягивающее напряжение превосходит допустимое, струя рвется. Всякий разрыв струи есть кавитация.

Заметим, что говорить о сжимающих напряжениях нет необходимости, поскольку капельные жидкости, и в первую очередь вода, практически несжимаемы. Причина этого в весьма малых молекулярных расстояниях в жидкости и, следовательно, в весьма больших молекулярных силах сцепления, которые создают давление сжатия внутри жидкости.

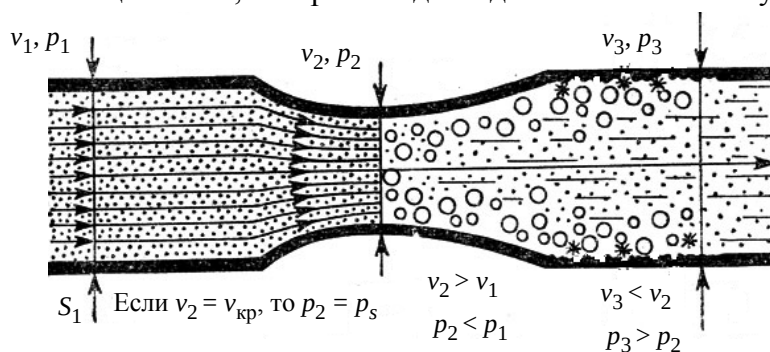


Рис. 1

Кавитация возникает по различным причинам, и в зависимости от этих причин может быть безвредной, либо приводящей к коррозии, либо разрушающей [2]. В системах полного водяного охлаждения турбогенераторов проявляются все виды кавитации [3].

Кавитация в статоре турбогенератора. В этом случае канал неподвижен, и кавитация сопряжена с внезапным изменением сечения канала – сужением либо расширением, т. е. с изменением статического давления. В узком сечении скорость возрастает, что означает увеличение кинетической энергии. В соответствии с законом сохранения энергии, это вызывает падение потенциальной энергии, роль которой в потоке воды выполняет давление. Как только давление приблизится к давлению насыщенных паров, начинается выделение растворенных в воде газов с одновременным парообразованием. Возникает шипящая кавитация (рис. 1). Критическая скорость воды, при которой возникает кавитация, определяется геометрическими характеристиками канала:

$$v_{2\text{кр}} \approx 10 \sqrt{\frac{1 - p_s}{1 - S_2/S_1^2}},$$

где S_1, S_2 – сечения канала, и давлением насыщения при данной температуре

$$p_s = 0.01 \left(\frac{1}{0.01} \right)^{0.01T}.$$

Конструктор должен иметь в виду возможные разрушительные проявления шипящей кавитации и по возможности избегать резких изменений сечения каналов.

Типовая конструкция системы охлаждения стали статора [4] содержит большое количество соединений шлангов с коллекторами и медными трубками дюралевых сегментных охладителей. Выход был найден в создании принципиально новой системы [5].

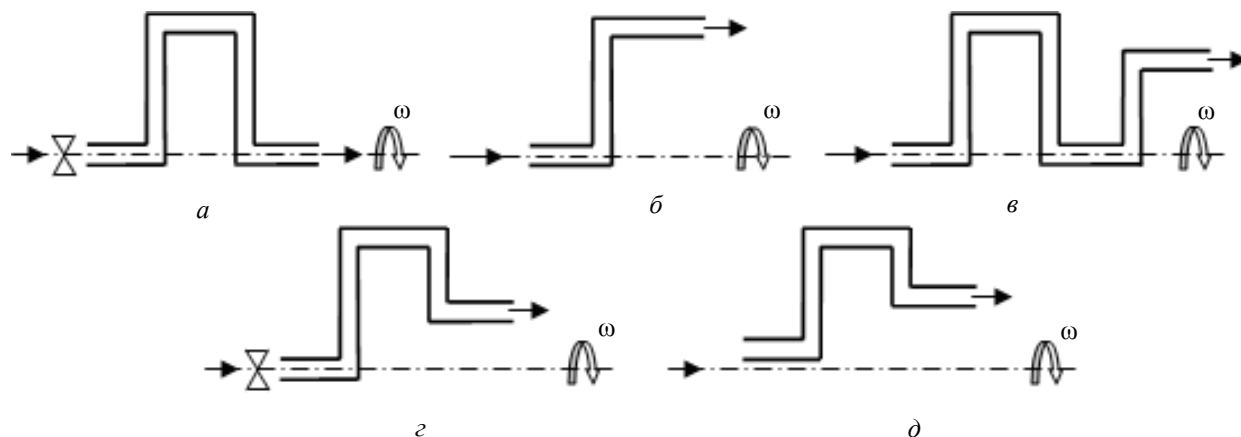


Рис. 2

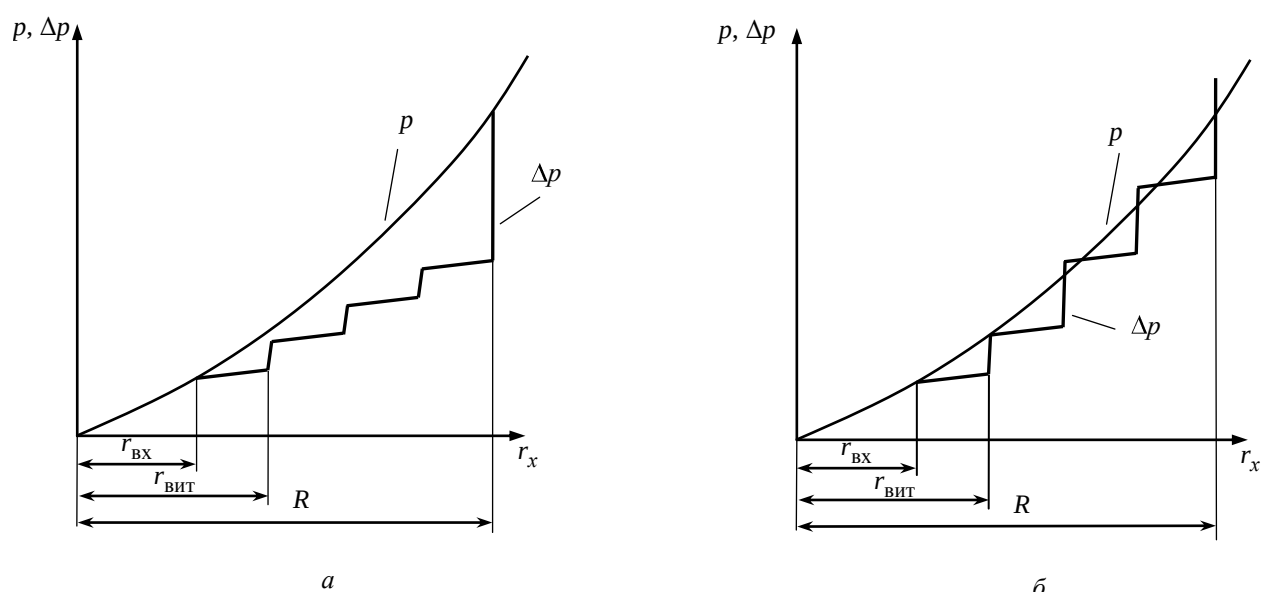


Рис. 3

Кавитация в роторе турбогенератора. На практике используются два типа схем циркуляции воды в каналах ротора: нагнетательная с применением насоса на входе в ротор (рис. 2, а, з), т. е. с подпором, и вытяжная (рис. 2, б, в, д), при которой ротор действует как всасывающий центробежный насос. В первом случае растягивающие напряжения на входе отсутствуют и дальнейшее существование струи определяется особенностями одной из схем циркуляции, рассматриваемых далее. В случае вытяжной схемы растяжение неизбежно, но не обязательно приводит к разрыву струи. Схемы б, д на рис. 2 наиболее актуальны. В зависимости от конкретных особенностей конструкции они могут приводить как к отсутствию, так и к наличию кавитации. На рис. 3 показаны распределения давления в канале в зависимости от радиуса, на котором находится обмотка; на рис. 3, а – распре-

ление давления в некавитирующей конструкции ротора, на рис. 3, б – в кавитирующей (здесь ломаная распределения потерь давления пересекает параболу располагаемого давления). Безкавитационное движение определяется выполнением неравенства: располагаемое давление должно быть больше суммы потерь давления:

$$p_{\text{рпл}} \geq \sum \delta p.$$

Последствия кавитации. Причина возникновения кавитации, как было сказано, состоит в местном падении давления. За таким участком в каналах обычно следует участок повышения давления и уменьшения скорости течения. Увеличение давления приводит к конденсации пара и растворению газов в воде. Пузырьки начинают лопаться. Схлопывание пузырьков сопровождается гидравлическими ударами, что приводит к кавитационной эрозии поверхности канала.

Кроме того, в связи с кавитацией увеличивается гидравлическое сопротивление канала с движущейся жидкостью, что применительно к системе охлаждения турбогенератора, является весьма нежелательным явлением.

Развитие эрозионного процесса характеризуется двумя безразмерными коэффициентами: числом кавитационного разрушения C_D и относительным числом каверн N :

$$C_D = \frac{S_e \Sigma_i}{N p_{\infty} R_{\text{макс}}}; \quad N = \frac{w_{\infty} t}{d \lambda_k},$$

где S_e – энергия деформации; Σ_i – суммарная средняя глубина эрозии; p_{∞} – статическое давление до сужения канала; $R_{\text{макс}}$ – максимальный размер кавитационного пузырька; w_{∞} – скорость набегающего потока; t – продолжительность процесса; d – диаметр трубки в узком сечении; $\lambda_k = h/d$ – относительная длина каверны.

Для определения максимального радиуса кавитационного пузырька следует учесть внезапное изменение давления $p(t)$, имея в виду, что при дальнейшем сносе каверны в зону повышенного давления произойдет захлопывание.

Из таблицы можно видеть, что медь наряду со сталью принадлежит к числу легко разрушаемых материалов в отличие от нержавеющей стали.

Экспериментально начало эрозионного разрушения меди имеет вид микровмятин в форме полусферы. После нескольких часов устойчивой кавитации эрозирующая кромка канала становится покрытой мелкой насечкой матового оттенка [6].

Рекомендации по проектированию турбогенераторов с полным водяным охлаждением. Все соединения проводников – сварные, паяные, гидравлические – должны быть вынесены из пазовой зоны в зону свободной доступности.

О требованиях к геометрии тракта движения воды сказано в тексте данной статьи.

Металл	Число кавитационного разрушения C_D
Медь	$0,70 \cdot 10^{-3}$
Сталь	$0,22 \cdot 10^{-3}$
Латунь	$0,88 \cdot 10^{-3}$
Нержавеющая сталь	$2,75 \cdot 10^{-3}$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Корнфельд М. И. Упругость и прочность жидкости. М.: Гостехиздат, 1951.
2. Thiruvengadan A. A. United theory of cavitation damage // J. of basic engineering. 1963. Sept. P. 365–376.
3. Шапиро А. Б. Турбогенераторы с полным водяным охлаждением // Охлаждение турбо- и гидрогенераторов. М.: ЦИТИЭлектронпром, 1959.
4. Турбогенератор с полным водяным охлаждением мощностью 800 МВт, 3000 об/мин / В. И. Иогансен, И. А. Кади-Оглы, В. П. Чернявский, А. Б. Шапиро // Электросила. 1981. № 33. С. 29–40.
5. Филиппов И. Ф., Шамарина Е. А. Альтернативная система водяного охлаждения активной стали статора турбогенератора // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2012. Вып. 8. С. 70–76.
6. Филиппов И. Ф. Основы теплообмена в электрических машинах. Л.: Энергия, 1974.

I. F. Filippov, E. A. Shamarina

ABOUT THE MOVEMENT OF COOLING WATER WITHOUT CAVITATION IN CHANNELS IN THE WINDING OF COMPLETE WATER-COOLED TURBINE GENERATORS

Cooling of water turbine generator is promising in its essence because of the high heat-capacity of water. In the application of water as the cooling medium must take into account its features. One of them is the inability of water to resist tensile stresses, resulting in a cavitating liquid.

Turbine generator, cooling water, cavitation damage



УДК 681.883.67.001.24

С. И. Коновалов, А. Г. Кузьменко

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАКОНОМЕРНОСТЕЙ ИЗМЕНЕНИЯ КПД ШИРОКОПОЛОСНОГО ПЬЕЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ОТ ПАРАМЕТРОВ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИХ ПОТЕРИ

На основании способа, подробно изложенного авторами в предшествующей статье, осуществлено численное исследование акустоэлектрического КПД широкополосного пьезопреобразователя в виде пьезопластины с согласующим слоем, излучающего в жидкость. Расчет выполнен с учетом механических и диэлектрических потерь в активном материале и механических потерь в материале слоя. Проведенные исследования позволили установить основные тенденции изменения полного КПД преобразователя в широком диапазоне значений механических добротностей материалов керамики и слоя, а также тангенса угла диэлектрических потерь материала керамики.

Пьезопреобразователь, КПД, механическая добротность, тангенс угла диэлектрических потерь, согласующий слой, частотная характеристика, ширина полосы пропускания

В предшествующей статье авторов [1] подробно изложен способ, позволяющий рассчитывать акустоэлектрический КПД широкополосного пьезопреобразователя с учетом механических и диэлектрических потерь в материале пьезокерамики, а также механические потери в материале согласующего слоя. Проведенные теоретические исследования, подразумевающие применение аппарата схем-аналогов пьезопреобразователей, позволили получить основные соотношения, определяющие различные виды коэффициента полезного действия (КПД) пластинчатого преобразователя в зависимости от параметров, характеризующих указанные потери. При этом наибольший интерес представляет акустоэлектрический (полный) КПД преобразователя. Настоящая статья является логическим продолжением работы [1] и содержит некоторые результаты численных исследований полного КПД широкополосного излучателя, выполненных в широком диапазоне значений механических добротностей материалов керамики и слоя, а также тангенса угла диэлектрических потерь материала керамики.

Будем рассматривать широкополосный излучатель в виде пьезопластины с четвертьволновым согласующим слоем. Предположим, что акустической нагрузкой является жидкая среда (вода). Возбуждающее электрическое напряжение обозначим U . Данная излучающая система представлена на рис. 1. Обозначим удельные акустические импедансы

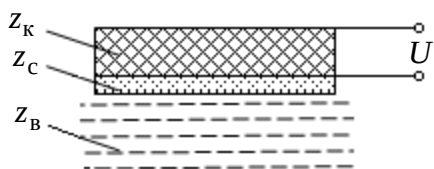


Рис. 1

пьезокерамики, согласующего слоя и воды через z_K , z_C и z_B соответственно. Введем в рассмотрение безразмерную частоту, аналогично тому, как это было сделано в [1]: $\gamma = \omega/\omega_0$, где ω_0 – частота антирезонанса пьезопластины. Волновые толщины пьезокерамики и согласующего слоя будем обозначать x и x_C соответственно. Пусть параметр α характеризует их отношение: $\alpha = x_C/x$. Параметры, с помощью которых можно характеризовать потери: Q_K – механическая добротность пьезокерамики; Q_C – механическая добротность материала согласующего слоя; $\tan \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь в активном материале.

Целью расчетных исследований, выполненных в соответствии с [1], является изучение частотных зависимостей акустоэлектрического (полного) КПД преобразователя рассматриваемого типа при различных значениях параметров Q_K , Q_C , $\tan \delta$, z_C и α . Перейдем к рассмотрению основных результатов проведенной работы.

Известно, что для пьезопреобразователя с согласующим слоем максимум относительной полосы пропускания достигается в случае, при котором частотная характеристика излучаемой преобразователем акустической мощности представляет собой двугорбую кривую, причем уровень максимумов одинаков, а провал между ними составляет половину от максимального значения. В связи с этим все результаты, представленные в настоящей статье, получены именно для указанного вида частотной характеристики. Получение упомянутого вида частотной характеристики возможно подбором параметров α и z_C . Проведенные исследования носят оценочный характер. Их целью является изучение основных тенденций изменения акустоэлектрического КПД в широком частотном диапазоне с учетом механических и диэлектрических потерь. В связи с этим значения параметров Q_K , Q_C и $\tan \delta$ задаются в довольно широких пределах, иногда выходящих за границы диапазона их изменения, реально встречающегося на практике.

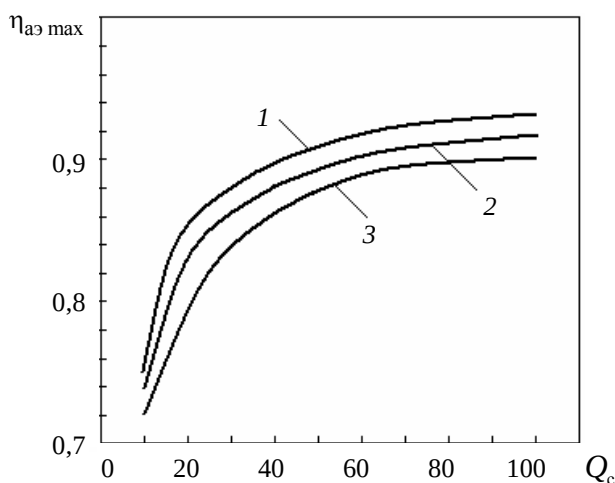


Рис. 2

На рис. 2 представлено семейство кривых, отражающих изменение максимальных значений акустоэлектрического КПД $\eta_{аэ \max}$ (ось ординат) в зависимости от значений добротности материала согласующего слоя Q_C (ось абсцисс). Расчет выполнен при $\tan \delta = 0,0247$ (такое значение $\tan \delta$ соответствует керамике ЦТС-19 [2]). В качестве параметра выступает значение добротности пьезокерамики Q_K . Так, например, кривой 1 соответствует $Q_K = 85$, кривой 2 – $Q_K = 67,1$ (по данным [2], такое Q_K имеет пьезокерамика ЦТС-19), кривой 3 – $Q_K = 50$. Значе-

ния добротности материала согласующего слоя Q_c заданы в очень широких пределах – от 10 до 100. Видно, что все 3 расчетные кривые имеют сходный характер. Для малых значений Q_c наблюдается довольно быстрое возрастание $\eta_{аэ\ max}$, которое замедляется по мере роста Q_c . Действительно, при $Q_k = 85$ (кривая 1) для $Q_c = 10$ максимальное значение акустоэлектрического КПД близко к 0,75. Возрастание Q_c до 40 приводит к увеличению максимального КПД до $\eta_{аэ\ max} \approx 0,9$. Далее наблюдается более плавное изменение $\eta_{аэ\ max}$. Так, при $Q_c = 100$ значение максимального КПД близко к $\eta_{аэ\ max} \approx 0,93$. Аналогично ведут себя и другие зависимости. В самом деле, при $Q_k = 67,1$ (кривая 2) и $Q_c = 10$ $\eta_{аэ\ max} \approx 0,74$. Возрастание Q_c до значения $Q_c = 40$ влечет за собой увеличение $\eta_{аэ\ max}$ до 0,88. При $Q_c = 100$ максимальное значение КПД близко к 0,92, что свидетельствует о снижении скорости его возрастания. Та же тенденция сохраняется и для кривой 3, соответствующей случаю $Q_k = 50$. Из представленных на рис. 2 данных следует, что в этом случае при $Q_c = 10$ $\eta_{аэ\ max} \approx 0,72$; при $Q_c = 40$ $\eta_{аэ\ max} \approx 0,86$; при $Q_c = 100$ $\eta_{аэ\ max} \approx 0,9$. Для сравнения с приведенными данными стоит отметить, что при отсутствии механических и диэлектрических потерь акустоэлектрический КПД, естественно, выше и близок к $\eta_{аэ\ max} \approx 1,0$.

На рис. 3 приведены данные, позволяющие проследить изменение формы частотной зависимости акустоэлектрического КПД. Это можно сделать с учетом формы частотной характеристики излучаемой акустической мощности, также представленной на каждом из графиков. На рис. 3, *а–г* введены следующие обозначения (они одинаковы для всех четырех рисунков): 1 – зависимость нормированного к единице значения акустоэлектрического КПД преобразователя $\eta_{аэ}$ от относительной частоты γ ; 2 – частотная зависимость нормированной к единице излучаемой акустической мощности W_a . Данные, представленные на рис. 3, получены для случая, при котором материал пьезокерамики имеет значение механической добротности $Q_k = 67,1$ и тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta = 0,0247$ (эти значения Q_k и $\text{tg } \delta$ соответствуют пьезокерамике ЦТС-19 [2]). Каждому из рис. 3, *а–г* соответствуют различные значения Q_c . Например, $Q_c = 10$ относится к рис. 3, *а*; $Q_c = 30$ – к рис. 3, *б*; $Q_c = 70$ – к рис. 3, *в*; $Q_c = 100$ – к рис. 3, *г*. Показанные на рис. 3, *а–г* частотные зависимости нормированного акустоэлектрического КПД преобразователя (кривая 1 на каждом из рисунков) получены для случаев, соответствующих представленному виду (кривая 2 на каждом из рисунков) частотной зависимости W_a , т. е. при максимальной полосе пропускания преобразователя. Кривые $W_a(\gamma)$ получены методом последовательного перебора параметров α и z_c . Так, например, зависимости $W_a(\gamma)$ для варианта, приведенного на рис. 3, *а*, соответствует пара значений: $\alpha = 0,602$ и $z_c = 7,1 \cdot 10^6$ Па·с/м. Данные, представленные на рис. 3, *б*, также получены последовательным перебором многих пар значений α и z_c , из

которых оптимальными (при которых наблюдается максимальная относительная полоса пропускания излучателя) явились $\alpha = 0,574$ и $z_c = 6,29 \cdot 10^6$ Па·с/м. Аналогично, для варианта расчета, результаты которого показаны на рис. 3, в, оптимальными являются $\alpha = 0,568$ и $z_c = 6,05 \cdot 10^6$ Па·с/м. Данным, которые относятся к рис. 3, г, соответствует следующая пара значений: $\alpha = 0,567$ и $z_c = 6 \cdot 10^6$ Па·с/м. Максимальное значение нормированного к единице КПД (для рис. 3, а) наблюдается при $\gamma \approx 0,64$. Стоит отметить, что указанное максимальное значение $\eta_{аэ}$ соответствует относительной частоте γ , которая входит в полосу пропускания рассматриваемого излучателя. Как видно из рис. 3, а, полоса пропускания занимает диапазон от $\gamma \approx 0,62$ до $\gamma \approx 1,1$. При $\gamma \approx 1,1$ значе-

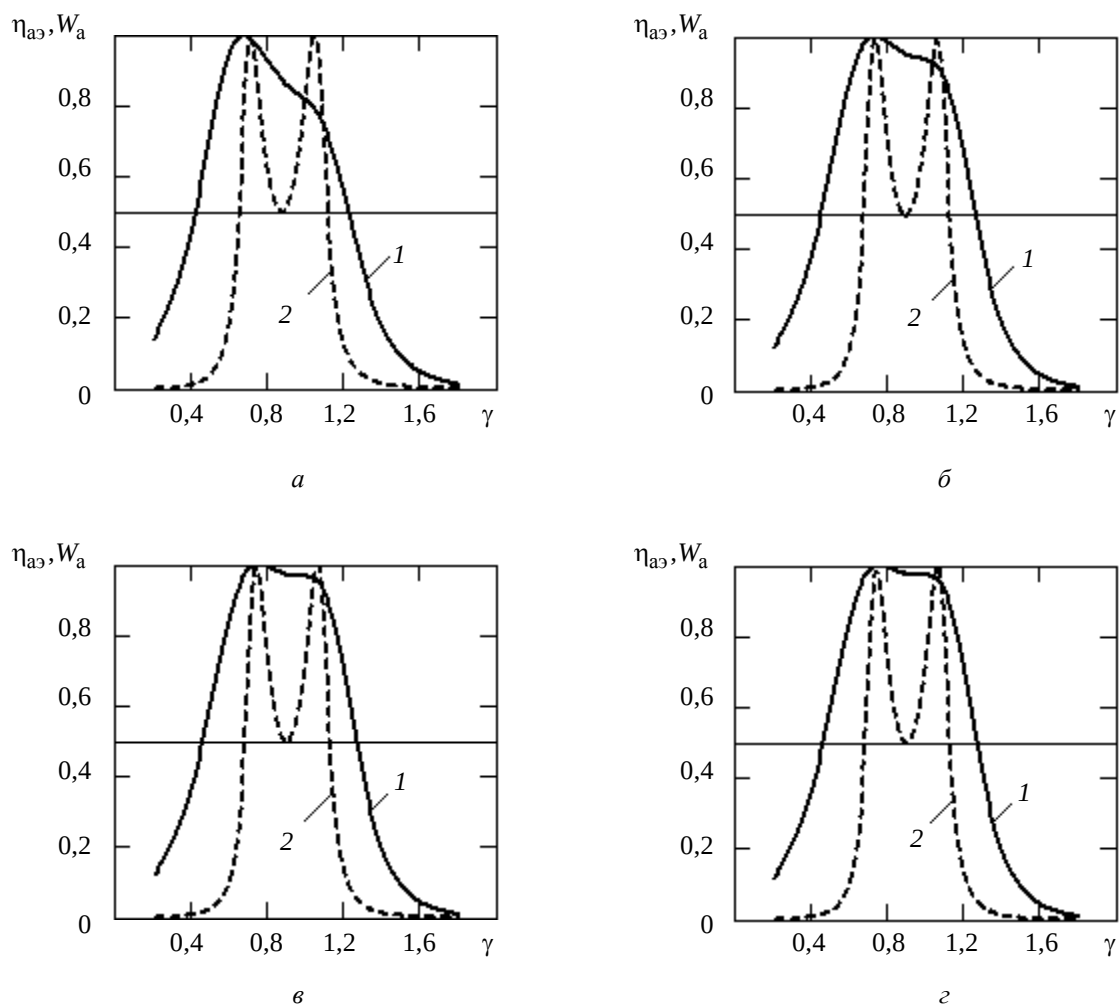


Рис. 3

ние нормированного акустоэлектрического КПД снижается до $\eta_{аэ} = 0,7$. Указанное обстоятельство свидетельствует о том, что даже при малом значении механической добротности материала слоя ($Q_c = 10$) полный (акустоэлектрический) КПД остается на достаточно высоком уровне. Аналогичные кривые представлены на рис. 3, б. Здесь полоса пропускания преобразователя, которая определяется по кривой 2, заключена между значениями относитель-

ных частот $\gamma \approx 0,68$ и $\gamma \approx 1,2$. Максимальное значение $\eta_{\text{аэ}}$ соответствует $\gamma \approx 0,72$. Для значения $\gamma \approx 1,2$ (верхняя граница полосы пропускания излучателя) максимальное значение нормированного акустоэлектрического КПД $\eta_{\text{аэ}} \approx 0,9$. Следовательно, можно утверждать, что возрастание Q_c до значения $Q_c = 30$ привело к тому, что нормированный $\eta_{\text{аэ}}$ в полосе пропускания претерпевает очень небольшие изменения (от 1 до 0,9). При дальнейшем увеличении Q_c до значений $Q_c = 70$ (рис. 3, в) и $Q_c = 100$ (рис. 3, г) наблюдается аналогичная картина: максимальные значения нормированного КПД находятся в пределах полосы пропускания, а изменение его происходит от 1 до 0,92 ($Q_c = 70$, рис. 3, в) и от 1 до 0,95 (при $Q_c = 100$, рис. 3, г).

На рис. 4 изображено семейство кривых, отображающих зависимости $\eta_{\text{аэ max}}$ (ось ординат) от значений Q_k (ось абсцисс). С целью исследования основных тенденций изменения представленных зависимостей диапазон существования Q_k выбран очень широким – от 10 до 100. Для керамики выбрано значение $\text{tg } \delta = 0,0247$, что соответствует пьезокерамике ЦТС-19 [2]. На рисунке приняты следующие обозначения кривых: 1 – $Q_c = 80$; 2 – $Q_c = 65$; 3 – $Q_c = 35$. Видно, что все приведенные зависимости имеют сходный характер: в области малых значений Q_k наблюдается довольно быстрый рост максимального значения акустоэлектрического КПД, который замедляется при увеличении Q_k . Подтверждением этому могут служить данные, полученные из рис. 4: при $Q_k = 10$ для случая $Q_c = 80$ (кривая 1) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,75$; для $Q_c = 65$ (кривая 2) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,74$; для $Q_c = 35$ (кривая 3) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,7$. Увеличение Q_k до значения, близкого к $Q_k = 60$, обеспечивает

быстрый рост $\eta_{\text{аэ max}}$. Действительно: при $Q_k = 60$ для случая $Q_c = 80$ (кривая 1) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,9$; для $Q_c = 65$ (кривая 2) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,9$; для $Q_c = 35$ (кривая 3) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,87$. Далее с ростом Q_c происходит замедление скорости возрастания $\eta_{\text{аэ max}}$. Действительно, при $Q_k = 100$ для случая $Q_c = 80$ (кривая 1) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,93$; для $Q_c = 65$ (кривая 2) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,92$; для $Q_c = 35$ (кривая 3) $\eta_{\text{аэ max}} \approx 0,89$. Стоит отметить, что при отсутствии всех видов учитываемых в расчете потерь $\eta_{\text{аэ max}} \approx 1,0$. Определенного внимания заслуживает и тот факт, что максимальное значение акустоэлектрического КПД и в данном случае входит в диапазон частот, составляющих полосу пропускания (аналогично данным, представленным на рис. 3).

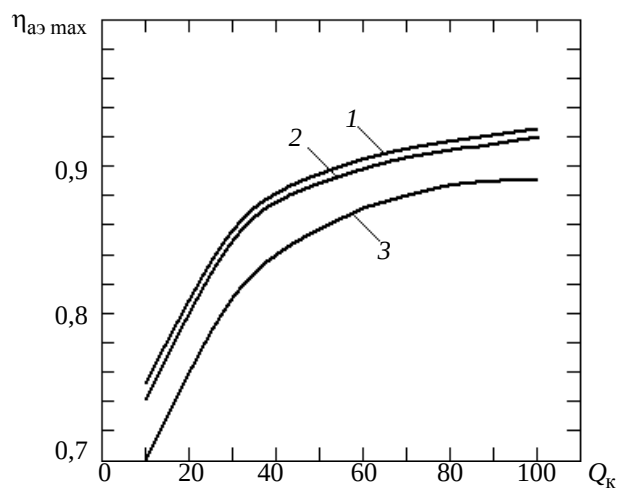


Рис. 4

Некоторый интерес могут представлять результаты расчета, выполненного для изучения влияния тангенса угла диэлектрических потерь на значение максимального акусто-электрического КПД $\eta_{аэ\ max}$. Такой расчет был осуществлен для значения механической добротности пьезокерамики $Q_k = 67,1$ (ЦТС-19) при следующих значениях механической добротности материала слоя: $Q_c = 35, 65$ и 80 . При этом значение тангенса угла диэлектрических потерь пьезокерамики задавалась в пределах от $0,010$ до $0,040$. Как и в предыдущем расчете, сначала определялись параметры α и z_c , значения которых соответствовали двугорбой кривой излучаемой акустической мощности, имеющей одинаковый уровень максимумов и провал на уровне $0,5$ от этого значения (данный случай соответствует максимальной полосе пропускания преобразователя с согласующим слоем). Расчет показал, что изменение $\tan \delta$ в указанных широких пределах почти не влияет на значение $\eta_{аэ\ max}$. Так, например, для случая $Q_k = 67,1$ и $Q_c = 35$ значения $\eta_{аэ\ max}$ находятся в пределах $\eta_{аэ\ max} = 0,87...0,88$; при $Q_k = 67,1$ и $Q_c = 65$ значения $\eta_{аэ\ max}$ составляют $\eta_{аэ\ max} = 0,90...0,91$; для $Q_k = 67,1$ и $Q_c = 80$ значения $\eta_{аэ\ max}$ не выходят за пределы диапазона $\eta_{аэ\ max} = 0,91...0,92$. Аналогично предыдущим вариантам расчета, при отсутствии всех видов учитываемых потерь максимальное значение полного КПД $\eta_{аэ\ max} \approx 1,0$.

Таким образом, численные исследования, результаты которых рассмотрены в настоящей статье, позволили установить основные закономерности изменения полного КПД широкополосного иммерсионного преобразователя от параметров, характеризующих потери в материалах пьезокерамики и согласующего слоя. Приведенные данные могут представлять интерес при решении задач, связанных с разработкой пьезоэлектрических преобразователей различного назначения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (контракт № 13.G25.31.0054).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коновалов С. И., Кузьменко А. Г. К вопросу об определении КПД широкополосного пьезопреобразователя с учетом механических и диэлектрических потерь // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2012. Вып. 8. С. 77–84.
2. Пьезокерамические преобразователи: Справ. / В. В. Ганопольский, Б. А. Касаткин, Ф. Ф. Легуша и др. Л.: Судостроение, 1984.

S. I. Konovalov, A. G. Kuz'menko

RESEARCH OF PATTERNS OF CHANGE OF BROADBAND TRANSDUCER EFFICIENCY IN DEPENDENCY ON PARAMETERS CHARACTERIZING LOSSES IN MATERIALS

On the basis of the method stated in detail by authors in the previous article, numerical research of broadband transducer efficiency, which transducer is piezoelectric plate with a matching layer and radiates into a liquid, is carried out. Calculation is performed in view of mechanical and dielectric losses in an active material and mechanical loss in a material of a layer. The carried out researches have allowed to determine the basic tendencies of change of efficiency of the transducer in a wide range of values of mechanical quality factor of ceramic materials and matching layer materials, and also dielectric loss tangent for piezoceramics.

Piezoelectric transducer, efficiency, mechanical quality factor, dielectric loss, matching layer, frequency response, bandwidth

О ВОЗМОЖНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ УПРУГИХ СМЕЩЕНИЙ В МЕСТЕ КРЕПЛЕНИЯ СТЕРЖНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПУТЕМ ФАЗИРОВАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ЕГО ПЬЕЗОСЕКЦИЙ

Показана возможность компенсации упругих смещений в месте крепления стержневого преобразователя путем фазированного возбуждения двух его пьезосекций. Рассмотрено влияние такого возбуждения на АЧХ излучения преобразователей. Приводятся примеры расчетов распределения упругого смещения, АЧХ излучения и обеспечивающих их частотных зависимостей отношения амплитуд и разности фаз возбуждающих электрических напряжений.

Стержневой преобразователь, распределение упругих смещений, фазированное возбуждение, частотные характеристики

Одной из важных задач, возникающих при проектировании гидроакустических антенн, является определение способа крепления используемых в них преобразователей. Обычно эта задача решается с помощью специальных акустически гибких развязок, устанавливаемых между преобразователями и корпусными конструкциями антенн. Это связано с необходимостью снижения влияния вибраций, распространяющихся по корпусу корабля, на работу преобразователей в режиме приема, а также с уменьшением импульсного воздействия и передачи его по корабельным конструкциям при работе преобразователей (антенн) в режиме излучения. Для стержневых преобразователей, кроме акустически гибких развязок, выполняемых обычно из резины, используются также более жесткие крепления, устанавливаемые в местах узловых сечений собственно пьезостержня или армирующей его стяжки [1], [2]. Указанные механические способы закрепления не всегда позволяют полностью исключить влияние элементов крепления на работу преобразователей. В связи с этим определенный интерес представляет рассмотрение возможности дополнительной электрической коррекции, позволяющей скомпенсировать упругие смещения в месте расположения крепления пьезостержня.

В работах [3]–[5] рассматривалась возможность управления колебаниями пьезостержня, электрически разделенного на две секции, возбуждаемые электрическими напряжениями $U_1 = U_{1m}e^{j\varphi_1}$ и $U_2 = U_{2m}e^{j\varphi_2}$, с целью построения широкополосных и безэкранных однонаправленных стержневых преобразователей. В частности, выбором соотношения между амплитудами (U_{1m} ; U_{2m}) и фазами (φ_1 ; φ_2) электрических напряжений можно обеспечить торможение тыльного торца пьезостержня в достаточно широком диапазоне частот, что приводит к отсутствию тыльного излучения [5]. Поскольку тыльный торец пьезостержня оказывается неподвижным, то жестко закрепленная на нем тыльная накладка и другие элементы крепления за нее не будут влиять на работу преобразователя.

Рассмотрим возможность компенсации упругих смещений в любой заданной плоскости поперечного сечения пьезостержня. В данном случае крепление удобно устанавливать в месте деления пьезостержня на секции (рис. 1). Здесь 1 и 2 – пьезоактивные сек-

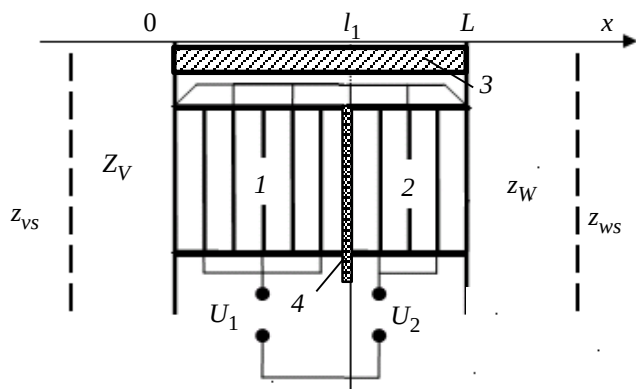


Рис. 1

ции, нагруженные внешними торцами на входные импедансы плоскопараллельных слоев Z_V и Z_W , имеющих площади поперечного сечения соответственно S_V и S_W ; 3 – армирующая стяжка; 4 – модель возможного крепления; z_{vs} и z_{ws} – удельные импедансы полубезграничных сред.

Используя результаты работы [6] о возбуждении пьезостержня переменным по его длине электрическим полем, запишем выражения для распределения упругого смещения $\xi(x, \psi)$ вдоль пьезостержня, содержащего две секции, в следующем виде:

$$\xi(x, \psi) = \frac{N}{\Delta} [D_1 \cos \psi (1 - x_L) + D_2 \sin \psi (1 - x_L) + D_3 \cos \psi x_L + D_4 \sin \psi x_L], \quad (1)$$

где $D_1 = F_1 U_1 \sin p\psi - j U_1 (1 - \cos p\psi) \sin \alpha\psi$; $D_2 = F_3 U_1 \sin p\psi - F_2 U_1 (1 - \cos p\psi)$;

$$D_3 = -F_2 M_1 + j M_2 \sin \alpha\psi - j \gamma_0 \frac{z_0}{z} [U_1 \sin p\psi - U_2 (\sin \psi - \sin p\psi)];$$

$$D_4 = F_1 M_2 - F_3 M_1 - j \gamma_0 \frac{z_0}{z} [U_1 (1 - \cos p\psi) - U_2 (\cos p\psi - \cos \psi)];$$

$$F_1 = \frac{Z_V}{zS} \sin \alpha\psi + j \gamma_0 \frac{z_0}{z} \cos \alpha\psi; F_2 = \frac{Z_W}{zS} \sin \alpha\psi + j \gamma_0 \frac{z_0}{z} \cos \alpha\psi;$$

$$F_3 = \left(\frac{Z_V}{zS} + \frac{Z_W}{zS} \right) \gamma_0 \frac{z_0}{z} \cos \alpha\psi - j \left(\frac{Z_V Z_W}{z^2 S^2} + \frac{z_0^2}{z^2} \gamma_0^2 \right) \sin \alpha\psi;$$

$$M_1 = U_2 \sin (1 - p) \psi; M_2 = U_2 [1 - \cos (1 - p) \psi]; \psi = kL; \alpha = c / c_0; p = l_1 / L; N = \frac{d_{33} c}{d};$$

$$\Delta = \frac{Z_V + Z_W}{zS} \left(\gamma_0 \frac{z_0}{z} \sin \psi \cos \alpha\psi + \sin \alpha\psi \cos \psi \right) - j \left(1 + \gamma_0^2 \frac{z_0^2}{z^2} + \frac{Z_V Z_W}{z^2 S^2} \right) \sin \alpha\psi \sin \psi - j 2 \gamma_0 \frac{z_0}{z} (1 - \cos \alpha\psi \cos \psi); \gamma_0 = S_0 / S;$$

$x_L = x / L$ – относительная координата; d_{33} – пьезомодуль; z , S и z_0 , S_0 – удельный импеданс, площадь поперечного сечения соответственно пьезостержня и армирующей стяжки; d – межэлектродное расстояние; c и c_0 – скорости звука в материалах пьезостержня и армирующей стяжки.

Приравняв нулю выражение (1), можно получить условие компенсации упругого смещения в плоскости установки крепления для двухсекционного преобразователя с дополнительным фазированным возбуждением. В частности, при установке крепления в месте разделения пьезостержня на секции, полагая $\xi(x, \psi)|_{x=pL} = 0$, можно найти выражение для отношения возбуждающих электрических напряжений:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{F_1 \sin p\psi \cos(1-p)\psi - (1 - \cos p\psi) [F_2 \sin(1-p)\psi + j \cos(1-p)\psi \sin \alpha\psi] - j\gamma_0 \frac{z_0}{z} \sin p\psi + F_4}{F_2 \cos p\psi \sin(1-p)\psi - [1 - \cos(1-p)\psi] (F_1 \sin p\psi + j \cos p\psi \sin \alpha\psi) - j\gamma_0 \frac{z_0}{z} \sin(1-p)\psi + F_4}, \quad (2)$$

где $F_4 = F_3 \sin p\psi \sin(1-p)\psi$. Выражение (2) определяет частотные зависимости для отношения амплитуд $U_{21} = U_{2m}/U_{1m}$ и разности фаз $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ возбуждающих электрических напряжений в требуемом диапазоне частот, которое и обеспечивает компенсацию упругого смещения (колебательной скорости) в заданном сечении пьезостержня. При анализе результатов расчетов по формуле (2) для различных значений параметров стержневого преобразователя следует также учитывать влияние рассматриваемого фазированного возбуждения на амплитудно-частотные (АЧХ) и фазочастотные (ФЧХ) характеристики излучения, формируемые преобразователем, и которые могут быть получены на основании формул, приведенных в работах [3], [4]. Сравним результаты расчета при использовании синфазного ($U_{21} = 1$; $\Delta\varphi = 0$) и фазированного возбуждения для некоторых типовых вариантов построения стержневых преобразователей.

Так, для случая синфазного возбуждения односторонне нагруженного на воду преобразователя ланжевеновского типа, содержащего трансформирующую облегченную фронтальную накладку и частотно-понижающую тыльную накладку, на рис. 2, а приведена нормированная АЧХ звукового давления $p_N(\psi) = p_V(\psi)/p_0(\psi_0)$. Здесь использованы следующие обозначения: $p_V(\psi) = z_V |\dot{\xi}_V(\psi)|$; $\dot{\xi}_V(\psi) = K_V \dot{\xi}(0, \psi)$; $\dot{\xi}(0, \psi) = -j\omega \xi(x, \psi)|_{x=0}$; K_V – коэффициент передачи по колебательной скорости через пассивные слои с входным импедансом Z_V [7]; $p_0(\psi_0)$ – значение звукового давления на резонансной частоте $\psi_0 = \pi$ для односторонне нагруженного на воду пьезостержня без пассивных элементов (стяжки и накладок). Параметры преобразователя, принятые при выполнении расчетов: $\gamma_V = S_V/S = 3$; $\gamma_W = S_W/S = 1.5$; $\gamma_0 = 0.1$; $a_{v1} = 0.15$; $z_{v1} = 14 \cdot 10^6$ Па·с/м; $a_{w1} = 0.25$; $z_{w1} = 40 \cdot 10^6$ Па·с/м; $z_0 = 40 \cdot 10^6$ Па·с/м; $z = 25 \cdot 10^6$ Па·с/м; $z_v = 1.5 \cdot 10^6$ Па·с/м; $z_w = 0$. Здесь $a_{v1} = \psi_{v1}/\psi$; $a_{w1} = \psi_{w1}/\psi$; ψ_{v1} , z_{v1} и ψ_{w1} , z_{w1} – соответственно волновой размер, удельный импеданс фронтальной и тыльной накладок. В данном случае относительная полоса пропускания составляет $\Delta f/f = 11\%$. Для рассматриваемого случая на рис. 2, б показано распределение нормированного значения модуля упругого смещения $|\xi_N(x)|$ для трех частот в пределах полосы пропускания преобразователя: кривая 1 соответствует значению $\psi = 0.61\pi$; кривая 2 – $\psi = 0.64\pi$ – резонансной частоте; кривая 3 – $\psi = 0.67\pi$. Нормирование здесь также выполнено к значению упругого смещения для односторонне нагруженного на воду пьезостержня без пассивных элементов. В данном случае наблюдается минимум упругого смещения при $x_L = x/L \approx 0.62$, который ввиду асимметрии конструкции преобразователя смещен относительно середины пьезостержня ($x_L = 0.5$) в сторону частотно-понижающей тыльной накладки.

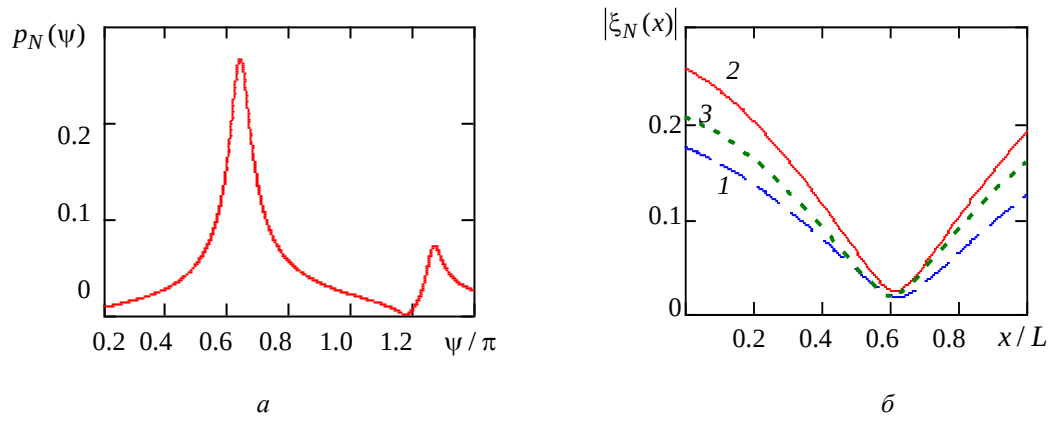


Рис. 2

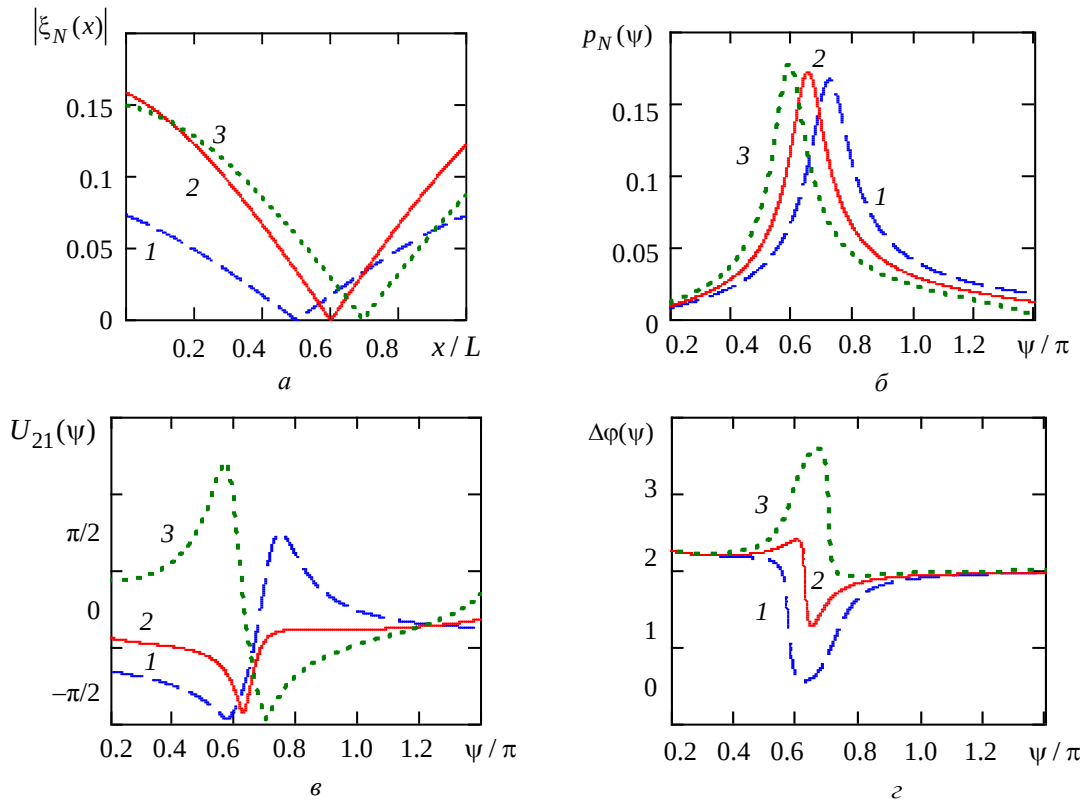


Рис. 3

Использование фазированного возбуждения, соответствующего выполнению условия компенсации упругого смещения (2), позволяет обеспечить его отсутствие в любом выбранном поперечном сечении пьезостержня. Однако, с позиций наименьших различий между амплитудами и фазами возбуждающих напряжений, более целесообразно выбирать место установки крепления преобразователя и деления пьезостержня на секции в области минимума упругого смещения, образующегося при синфазном возбуждении преобразователя в соответствии с выбранной его конструкцией. Указанное обстоятельство иллюстрируется результатами расчетов, приведенными на рис. 3. Здесь номера кривых соответствуют: 1 – $p = 0.5$; 2 – $p = 0.6$; 3 – $p = 0.7$. На рис. 3, а показана возможность изменения координаты сечения, в котором обеспечивается компенсация упругого смещения; результаты расчетов приведены для резонансной частоты $\psi = 0.64\pi$. На рис. 3, б приведены нормирован-

ные АЧХ звукового давления $p_N(\psi)$, которые получаются при выполнении условия компенсации (2). При смещении сечения компенсации упругого смещения в сторону фронтальной накладки резонансная частота преобразователя и его АЧХ смещаются в сторону более высоких частот, и наоборот. Полоса пропускания при рассматриваемом фазированном возбуждении увеличивается и в данном случае составляет $\Delta f / f = 18.5\%$, причем ее ширина слабо зависит от значения параметра p . Что касается уровня излучения, то он уменьшается по сравнению со случаем синфазного возбуждения почти в 1.5 раза. Рис. 3, в и г иллюстрируют характер изменения соответственно отношения амплитуд $U_{21}(\psi)$ и разности фаз $\Delta\varphi(\psi)$ возбуждающих секции 1 и 2 электрических напряжений. Как видно, наименьшие изменения в ходе частотных зависимостей $U_{21}(\psi)$ и $\Delta\varphi(\psi)$ наблюдаются для кривых 2, соответствующих значению $p = x_L = 0.6$. Некоторое несоответствие координаты минимума упругого смещения $x_L \approx 0.62$, который получается при синфазном возбуждении преобразователя, и принятой в примере расчета ($p = 0.6$) практически не сказывается на изменении хода графиков (см. кривые 2 на рис. 3, в и г) для $U_{21}(\psi)$ и $\Delta\varphi(\psi)$.

Использование в качестве фронтальной накладки согласующего четвертьволнового слоя способствует расширению полосы пропускания преобразователя, причем для разных значений частот в пределах этой полосы происходит заметное (в пределах $x/L \approx 0.4...0.55$) смещение минимума упругого смещения. В качестве примера для синфазно возбуждаемого преобразователя с одним согласующим слоем на рис. 4 приведены нормированная АЧХ звукового давления $p_N(\psi)$ и распределение вдоль пьезостержня упругого смещения $|\xi_N(x)|$ соответственно для частот: 1 – $\psi = 0.8\pi$; 2 – $\psi = \pi$; 3 – $\psi = 1.2\pi$. При выполнении расчетов были приняты следующие значения параметров преобразователя: $\gamma_V = 1$; $\gamma_W = 1$; $\gamma_0 = 0$; $a_{v1} = 0.5$; $z_{v1} = 5 \cdot 10^6$ Па·с/м; $a_{w1} = 0$; $z = 25 \cdot 10^6$ Па·с/м. Полоса пропускания в этом случае составила: $\Delta f / f = 45\%$.

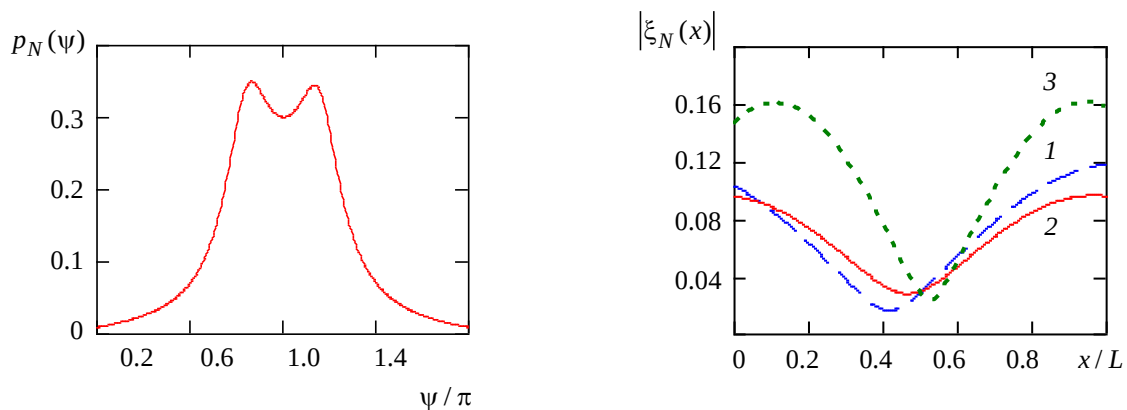


Рис. 4

В случае фазированного возбуждения этого преобразователя на рис. 5, а показано распределение упругого смещения при выполнении условия компенсации (2) соответственно в сечениях: 1 – $p = 0.4$; 2 – $p = 0.5$; 3 – $p = 0.6$. На рис. 5, б–г приведены получающиеся в этих случаях АЧХ звукового давления $p_N(\psi)$ и обеспечивающие их реализа-

цию частотные зависимости отношения амплитуд $U_{21}(\psi)$ и разности фаз $\Delta\varphi(\psi)$ электрических напряжений. Здесь следует отметить, что для выравнивания максимумов АЧХ звукового давления следует изменять волновую толщину согласующей накладки в соответствии с выбором сечения пьезостержня, в котором обеспечивается компенсация упругого смещения. Так, для указанных номеров кривых значения параметра a_{v1} соответствуют: 1 – $a_{v1} = 0.4$; 2 – $a_{v1} = 0.5$; 3 – $a_{v1} = 0.6$. При этом, как и в предыдущем случае, сдвиг сечения компенсации упругого смещения в сторону фронтальной накладки приводит к перемещению АЧХ излучения в сторону более высоких частот, и наоборот. Как уже отмечалось, фазированное возбуждение, обеспечивающее компенсацию упругого смещения в заданном поперечном сечении пьезостержня, приводит к дополнительному расширению полосы пропускания и некоторому уменьшению уровня излучения. В данном случае, для рассматриваемых значений параметра p , полоса пропускания составляет: $\Delta f / f \approx 65\%$, а уровень излучения, по сравнению со случаем синфазного возбуждения, уменьшается почти в 1.55 раза.

Приведенные результаты расчетов указывают на возможность использования фазированного возбуждения стержневых преобразователей с целью компенсации упругого смещения в заданном поперечном сечении пьезостержня. Современная микропроцессорная техника позволяет формировать требуемые частотные зависимости $U_{21}(\psi)$ и $\Delta\varphi(\psi)$ или получать, например с помощью преобразования Фурье, необходимые для возбуждения электрические сигналы. При этом следует отметить, что значения $U_{21}(\psi)$ и $\Delta\varphi(\psi)$, по сути, определяют характер изменения амплитуды и фазы возбуждающего секцию 2 электрического напряжения U_2 , если в качестве базового принять $U_1 = U_{1m} = \text{const}$.

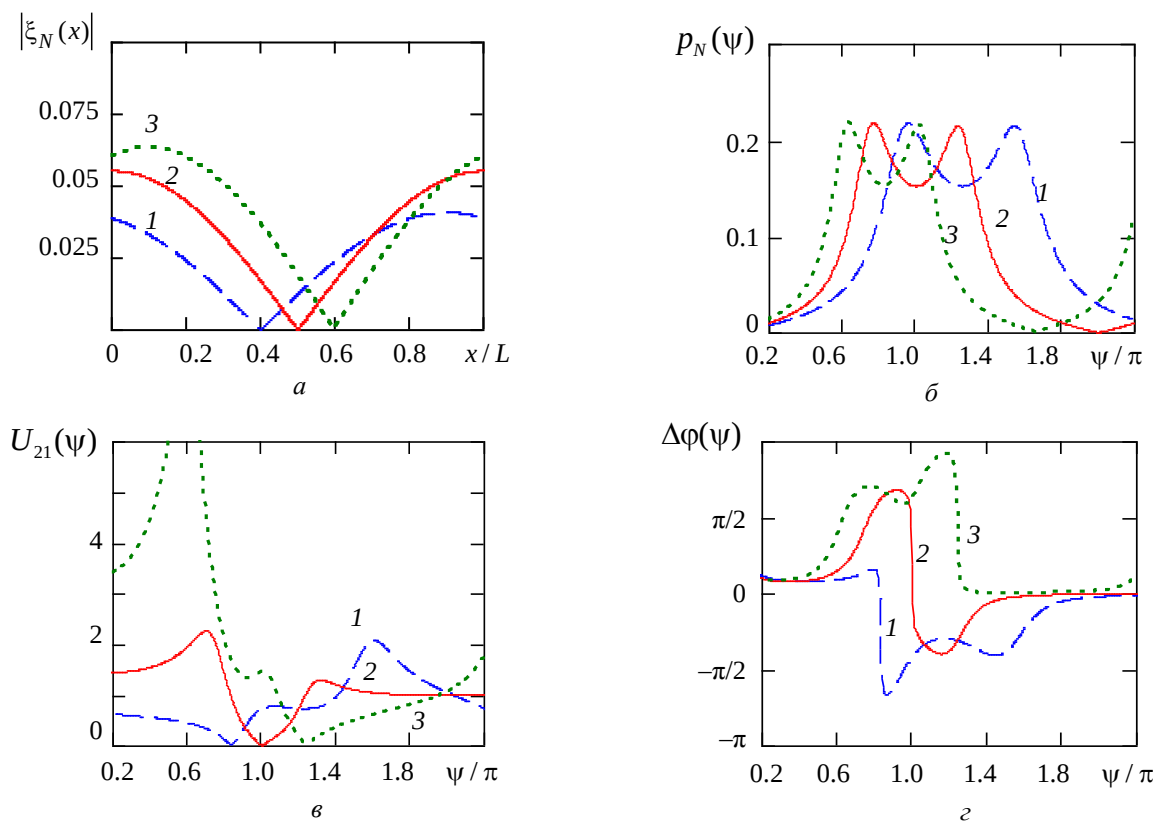


Рис. 5

Рассмотренный способ компенсации упругих смещений с использованием фазированного возбуждения в целом сохраняет вид АЧХ излучения, который формируется при синфазном возбуждении преобразователя. При этом, с одной стороны, уровень излучения этих АЧХ уменьшается в 1.4...1.6 раза, но с другой – это уменьшение сопровождается дополнительным расширением полосы пропускания в 1.4...1.7 раза. Что касается ФЧХ излучения, то они не имеют каких-либо особенностей и формируются в соответствии с колебательной системой преобразователя, подобно случаю его синфазного возбуждения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (контракт № 13.G25.31.0054).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Белов Б. П. Защита стержневых преобразователей от вибрации опоры // Техническая акустика. 1992. Т. 1. Вып. 2. С. 27–31.
2. Стырикович И. И. Стержневые армированные пьезопреобразователи гидроакустических комплексов и систем морского подводного оружия // Тр. IX Всерос. конф. «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики». СПб.: Наука, 2008. С. 229–232.
3. Степанов Б. Г. О возможности управления частотными характеристиками и направленными свойствами стержневых преобразователей с помощью фазированного возбуждения // Акустика океана: Докл. XII науч. школы-семинара им. акад. Л. М. Бреховских (XXI сессия РАО), Москва, 02–05.06.2009. С. 403–406.
4. Степанов Б. Г. О возможности построения широкополосных стержневых пьезопреобразователей с фазированным возбуждением секций // Акуст. журн. 2009. Т. 55, № 3. С. 407–414.
5. Степанов Б. Г. О возможности построения безэкранных однонаправленных стержневых преобразователей с фазированным возбуждением секций // Акуст. журн. 2010. Т. 56, № 5. С. 699–705.
6. Дианов Д. Б., Степанов Б. Г. К вопросу расчета частотных характеристик стержневого преобразователя с фазированным возбуждением его пьезосекций // Изв. ЛЭТИ. 1983. Вып. 325. С. 23–32.
7. Дианов Д. Б., Кузнецов В. М. Влияние переходных слоёв на частотные характеристики стержневых пьезопреобразователей // Изв. ЛЭТИ. 1968. Вып. 63. С. 60–78.

B. G. Stepanov

ABOUT POSSIBILITY OF COMPENSATION OF ELASTIC DISPLACEMENT IN A PLACE OF FASTENING OF THE ROD TRANSDUCER BY PHASED EXCITATION OF IT PIEZO-SECTION

Possibility of compensation of elastic displacement in a place of fastening of the rod transducer by the phased excitation of two it piezo-section is shown. Influence of such excitation on AFC radiations of transducers is considered. Examples of calculations of distribution of elastic displacement, AFC radiations and, providing them, frequency dependences of the relation of amplitudes and a difference of phases of exciting electric pressure are resulted.

Rod transducer, distribution of elastic displacement, phased excitation, frequency characteristics

Рассмотренный способ компенсации упругих смещений с использованием фазированного возбуждения в целом сохраняет вид АЧХ излучения, который формируется при синфазном возбуждении преобразователя. При этом, с одной стороны, уровень излучения этих АЧХ уменьшается в 1.4...1.6 раза, но с другой – это уменьшение сопровождается дополнительным расширением полосы пропускания в 1.4...1.7 раза. Что касается ФЧХ излучения, то они не имеют каких-либо особенностей и формируются в соответствии с колебательной системой преобразователя, подобно случаю его синфазного возбуждения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (контракт № 13.G25.31.0054).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Белов Б. П. Защита стержневых преобразователей от вибрации опоры // Техническая акустика. 1992. Т. 1. Вып. 2. С. 27–31.
2. Стырикович И. И. Стержневые армированные пьезопреобразователи гидроакустических комплексов и систем морского подводного оружия // Тр. IX Всерос. конф. «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики». СПб.: Наука, 2008. С. 229–232.
3. Степанов Б. Г. О возможности управления частотными характеристиками и направленными свойствами стержневых преобразователей с помощью фазированного возбуждения // Акустика океана: Докл. XII науч. школы-семинара им. акад. Л. М. Бреховских (XXI сессия РАО), Москва, 02–05.06.2009. С. 403–406.
4. Степанов Б. Г. О возможности построения широкополосных стержневых пьезопреобразователей с фазированным возбуждением секций // Акуст. журн. 2009. Т. 55, № 3. С. 407–414.
5. Степанов Б. Г. О возможности построения безэкранных однонаправленных стержневых преобразователей с фазированным возбуждением секций // Акуст. журн. 2010. Т. 56, № 5. С. 699–705.
6. Дианов Д. Б., Степанов Б. Г. К вопросу расчета частотных характеристик стержневого преобразователя с фазированным возбуждением его пьезосекций // Изв. ЛЭТИ. 1983. Вып. 325. С. 23–32.
7. Дианов Д. Б., Кузнецов В. М. Влияние переходных слоёв на частотные характеристики стержневых пьезопреобразователей // Изв. ЛЭТИ. 1968. Вып. 63. С. 60–78.

B. G. Stepanov

ABOUT POSSIBILITY OF COMPENSATION OF ELASTIC DISPLACEMENT IN A PLACE OF FASTENING OF THE ROD TRANSDUCER BY PHASED EXCITATION OF IT PIEZO-SECTION

Possibility of compensation of elastic displacement in a place of fastening of the rod transducer by the phased excitation of two it piezo-section is shown. Influence of such excitation on AFC radiations of transducers is considered. Examples of calculations of distribution of elastic displacement, AFC radiations and, providing them, frequency dependences of the relation of amplitudes and a difference of phases of exciting electric pressure are resulted.

Rod transducer, distribution of elastic displacement, phased excitation, frequency characteristics



УДК 615.47

Г. Д. Дмитриевич, О. П. Кормилицын, М. В. Марков

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ БИОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ КОСТЬ–ЭНДОПРОТЕЗ

Рассматриваются преимущества применения специализированных программных средств биомеханического анализа системы кость–эндопротез. Описаны достоинства и недостатки различных подходов создания специализированного программного обеспечения.

Биомеханика, резорбция кости, нагрузки, эндопротезирование тазобедренного сустава, биомеханическая САПР

Для полноценного восстановления опорно-двигательной функции пораженного сустава в процессе проведения операции остеосинтеза требуется выполнение ряда условий, предъявляемых к этой операции. Первое – это сохранение в прооперированной конечности естественной биомеханической оси, соединяющей вершину впадины тазобедренного сустава и центры поверхностей коленного и голеностопного суставов. Второе требование – минимизация резорбции кости, вызванной перераспределением нагрузок в биомеханической системе кость–эндопротез. К таким нагрузкам относятся сила тяжести, действие мышц в местах закрепления костной ткани, а также нагрузки, вызванные физической активностью. С момента появления и внедрения в медицинскую практику первых эндопротезов и до недавнего времени разработка новых конструкций осуществлялась сугубо на основе опыта и интуиции врачей, и учет данных требований был затруднителен. По мере проникновения компьютерных технологий в область медицины эта тенденция менялась. Уже сегодня появились первые специализированные программные продукты, предназначенные для моделирования биомеханики человека и анализа его опорно-двигательной системы. К наиболее известным можно отнести AnyBody, Any2Ans, FEBio, пакет Mimics и другие. Преимущества применения специализированных программных средств очевидны:

– на основе результатов расчета можно делать выводы о работе эндопротеза, его влиянии на кость и вследствие этого отказаться от дальнейшего рассмотрения очевидно бесперспективных конструкций;

– появляется возможность быстро корректировать форму компонентов устройства для улучшения его функциональных характеристик;

- отпадает необходимость изготовления опытных образцов устройств;
- тотально сокращаются стоимость и время разработки устройства.

Главным недостатком всех перечисленных пакетов является их ориентация на инженера-проектировщика. Ярким тому примером служит *AnyBody*, позволяющий моделировать опорно-двигательную систему человека. Для работы с программой необходимо освоить скриптовый язык, разработанный компанией AnyBody Technology для описания костей и мышц. И хотя имеется возможность использовать уже созданную модель скелета, выложенную в открытом доступе на сайте компании, управиться с ней без хороших навыков программирования не получится. Аналогичную ситуацию можно отметить и для пакета *FEBio*. При том что он позволяет моделировать поведение костной ткани и анализировать ее изменения, вызванные перераспределением нагрузок, он имеет очень сложный и запутанный интерфейс. Кроме того, модель приходится создавать вручную, что значительно затрудняет воссоздание реальной кости. Все это ограничивает область применения *FEBio* лабораторными исследованиями поведения костной ткани и не позволяет применять его во врачебной практике. Программа *Mimics* решает задачу обратного инжиниринга. По томограмме кости создается компьютерная 3D-модель. Хотя воссоздание модели осуществляется достаточно просто, полученная фасетная модель зачастую содержит различные коллизии в узлах, которые приходится исправлять вручную. Кроме того, полученный результат необходимо куда-то экспортировать для дальнейшего анализа, и здесь возможны ошибки конвертации из формата в формат. Общей чертой всех описанных программ является предоставление только части функций, необходимых для проведения анализа действия имплантата на костную ткань. Для объединения всех функций в рамках одного пакета подходит программа *Any2Ans*, построенная на основе программ *AnyBody* и *Ansys*; существуют и другие реализации подобных систем на основе данного подхода [1]. Выступая в качестве программного фасада, они позволяют автоматизировать и упростить проектные процедуры и обеспечивают функцию проводника по основным этапам проектирования. Преимуществом такого подхода являются относительно низкая стоимость разработки, а также небольшие сроки создания системы. При этом имеется ряд существенных недостатков, не позволяющих использовать подобные системы во врачебной практике. Первым из них является существенное ограничение во взаимодействии с конечной системой, возможность которого целиком зависит от богатства API, предоставляемого конечной системой. В большинстве случаев разработчик, использующий данный подход, вынужден обходиться высокоуровневыми функциями, накладывающими серьезные ограничения на создание объектов и манипулирование. Кроме того, существуют ограничения на обратную связь с фасадом и обработку возможных ошибок в программе – при этом скорость взаимодействия с конечной системой существенно снижается и выполнение операций, требующих большого количества обращений к конечной системе, заметно замедляется. При использовании сразу нескольких сторонних систем возникает еще больше проблем, связанных в первую очередь с необходимостью коммуникации между ними. Например, конечно-элементная модель кости, созданная в *Mimics*, очень часто открывается в других пакетах (*Ansys*, *Unigraphics* или *Catia*) с ошибками построения граней. Вероятность ошибок при конвертации из формата в формат возрастает вместе со сложностью создаваемого объекта, а поскольку кость как твердое тело имеет очень сложную поверхность, ошибки неизбежны. В результате приходится прилагать значительные усилия для устра-

нения всех коллизий, возникающих при конвертации модели, и автоматизация данной процедуры посредством высокоуровневых макросов не представляется возможной. Другим недостатком данного подхода является наличие «родного» интерфейса у исходных систем, который в основном рассчитан на инженеров-проектировщиков. При работе через программный фасад пользователь может инструментами исходного интерфейса испортить модель; при этом фасад ничего про это не узнает, поскольку между ним и системой нет полноценной обратной связи. Ошибки станут видны только при дальнейшей попытке манипуляции объектом посредством надстроенного интерфейса. Таким образом, пользователь, не застрахованный от случайной порчи результатов своего труда, будет вынужден действовать крайне аккуратно. Кроме того, не стоит забывать, что все коммерческие пакеты, входящие в состав исходной системы, требуют отдельной лицензии, а каждый пакет – предварительной установки и настройки. При том что подобные системы достаточно дороги, суммарная себестоимость программного комплекса, базирующегося сразу на нескольких таких системах, зачастую неоправданно высока. Последним и наиболее значимым отрицательным фактором использования данного подхода является отсутствие в подобных пакетах компонента, реализующего моделирование изменений, происходящих в костной ткани вследствие перераспределения нагрузок. Это означает, что система не сможет обеспечить минимизацию процесса резорбции костной ткани, вызванную установкой эндопротеза.

При проектировании *BoneImplant* был выбран другой подход. Система построена на основе библиотек с открытым исходным кодом. Это позволяет, с одной стороны, уменьшить объем работы, используя функции, представленные в подключаемых библиотеках, а с другой – добиться гибкости в проектировании системы, не связывая себя рамками открытого интерфейса сторонней САПР. Исходя из анализа работ по эндопротезированию [2], [3], разработка новой модели устройства сопряжена с решением следующего ряда задач: проектирование конструкции устройства; создание модели костной ткани; построение на их основе биомеханической системы и последующий анализ ее функциональной стабильности. Таким образом, в основу проектирования имплантата закладывается учет биомеханических характеристик. Отсюда вытекает ряд функциональных требований к системе:

- 1) наличие функции ввода и описания костной ткани посредством обработки снимков томографа;
- 2) реализация инструментов позиционирования и фиксации элементов между собой;
- 3) наличие инструментов геометрического моделирования, а также импорта трехмерной модели в одном из открытых форматах обмена данными между САПР;
- 4) реализация инструментов анализа работы имплантата в составе биомеханической системы;
- 5) визуализация объектов системы с возможностью интерактивного взаимодействия посредством курсора мыши;
- 6) возможность вывода полученных результатов в виде отчетов, а также сохранения результатов работы в базе данных.

Полученная в результате анализа предметной области архитектура основывается на трех основных составляющих: подсистема моделирования костной ткани, подсистема моделирования эндопротеза и подсистема биомеханического анализа. Всю работу по взаимодействию между ними выполняет управляющая подсистема. Она включает в себя

модель предметной области, сервисные и утилитарные модули и обеспечивает взаимодействие с файловой базой данных, позволяя сохранять и загружать результаты работы. Основные компоненты САПР BoneImplant показаны на рисунке.



Система BoneImplant объединяет в себе функции нескольких различных программ и позволяет проводить все этапы проектирования биомеханической системы кость–эндопротез от создания модели кости по компьютерной томограмме до оценки влияния имплантата на костную ткань. Средняя продолжительность цикла проектирования биомеханической системы кость–эндопротез составляет 3. Результатом работы является количественная оценка влияния эндопротеза на костную ткань. Отличительной особенностью является ориентация системы на врача и применение ее во врачебной практике.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патрина Т. А. Автоматизированная система исследования и контроля биомеханических параметров костных тканей в норме и патологии // Математическая биология и биоинформатика. 2011. Т. 6, № 1. С. 71–78.
2. Алешкевич П. А. Исследования и разработка системы автоматизированного проектирования механических изделий медицинской техники: Автореф. дис. ... канд. тех. наук / СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб., 2006. 16 с.
3. Эндопротезирование тазобедренного сустава / В. К. Николенко, Б. П. Буряченко, Д. В. Давыдов, М. В. Николенко. М.: Медицина, 2009.

G. D. Dmitrevich, O. P. Kormilitsyn, M. V. Markov

COMPARATIVE ANALYSIS OF SOFTWARE OF BIOMECHANICAL SYSTEMS BONE-IMPLANT

The article discusses the advantages of specialized software for biomechanical analysis of bone-implant system. We describe the advantages and disadvantages of different approaches to create specialized software.

Biomechanics, acceleration, hip replacement, biomechanical CAD



УДК 378.1

Е. А. Вишнякова, Ю. Н. Исеев

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ОРГАНИЗАЦИИ ЦЕЛЕВОГО ПРИЕМА В УЧРЕЖДЕНИЯ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ

Рассматриваются проблемы организации целевого приема как для органов государственной власти и местного самоуправления, так и для организаций оборонно-промышленного комплекса. Выявлены противоречия в нормативных документах, определяющих сроки выполнения работ. Предложена оптимальная, по мнению авторов, последовательность выполнения работ по организации целевого приема.

Управление вузом, организация целевого приема, сетевой график работ по целевому приему

Целевой прием в учреждения высшего профессионального образования направлен на обеспечение государственной потребности в специалистах для различных отраслей народного хозяйства, в том числе в специалистах технического профиля.

Государственные и муниципальные высшие учебные заведения имеют право осуществлять целевой прием обучающихся в соответствии с договорами, заключенными с органами государственной власти и органами местного самоуправления (далее – администрация) в целях содействия им в подготовке специалистов соответствующего профиля. Требования к реализации целевого приема от администраций регламентированы документом «Порядок приема граждан в образовательные учреждения высшего профессионального образования», утвержденным приказом Минобрнауки РФ от 28.12.2011 № 2895, взаимодействие в этом случае осуществляется непосредственно между вузом и администрацией.

В рамках целевого приема также осуществляется подготовка специалистов для организаций оборонно-промышленного комплекса (ОПК) в рамках государственного плана подготовки научных работников и специалистов. Такой целевой прием осуществляется согласно Постановлению Правительства РФ от 09.06.2010 № 421 «О государственном плане подготовки научных работников и специалистов для организаций ОПК на 2011–2015 годы» и Приказу Минобрнауки России от 16.05.2011 № 1621 «Об утверждении Порядка реализации государственного плана подготовки научных работников и специалистов для организаций ОПК на 2011–2015 годы». При реализации целевого приема для организаций ОПК взаимодействие между вузом и предприятиями ОПК осуществляется, с

одной стороны, через Минобрнауки, а с другой – через Министерство промышленности и торговли РФ, Федеральное космическое агентство и Госкорпорацию «Росатом»¹.

Таким образом, целевой прием – это прием в вузы, осуществляющийся по двум направлениям:

- по договорам, заключенным с органами государственной власти, органами местного самоуправления (по договорам с администрациями);
- по государственному плану подготовки научных работников и специалистов (для организаций ОПК).

На сегодняшний день целевой прием недостаточно эффективен. Это обусловлено рядом причин: во-первых, не регламентирован единый механизм целевого приема по двум рассмотренным направлениям; во-вторых, не соблюдаются обязательства сторон при целевом приеме, что приводит к неэффективным расходам бюджетных средств на подготовку специалистов; в-третьих, наблюдается низкий уровень подготовки лиц, поступающих по целевому приему (низкий средний балл ЕГЭ).

На наш взгляд, для повышения эффективности целевого приема требуется решение задачи совершенствования организации целевого приема в учреждениях высшего профессионального образования.

На рис. 1 представлены сетевые графики работ по организации целевого приема для администраций и для организаций ОПК, соответствующие действующим в настоящее время нормативно-правовым актам.

Анализ сетевых графиков, построенных для двух направлений целевого приема, показывает наличие проблемы в организации целевого приема, которая связана с несогласованностью и противоречивостью установленных в документах сроков выполнения работ. Минобрнауки формирует и рассылает перечень вузов с указанием реализуемых в них специальностей научных работников и направлений подготовки (специальностей) до 1 ноября, в то время как вузы еще не определили перечень направлений подготовки (специальностей), на которые будет проводиться прием. Вузы ежегодно обновляют перечень направлений подготовки (специальностей) и в соответствии с Порядком приема обязаны опубликовать их на официальном сайте университета не позднее 1 февраля. Таким образом, механизм целевого приема для ОПК начинает работать на основании информации предыдущего года. Поэтому зачастую возникают ситуации, когда организации ОПК направляют абитуриентов для участия в конкурсе по целевому приему на несуществующее направление подготовки (специальность). Следовательно, задание государственного плана подготовки специалистов оказывается не актуальным.

Необходимо также учесть, что согласно недавно опубликованному проекту приказа Минобрнауки «Об утверждении порядка проведения конкурса на установление имеющим государственную аккредитацию образовательным учреждениям среднего профессионального и высшего профессионального образования контрольных цифр приема граждан по направлениям подготовки (специальностям) для обучения за счет средств федерального бюджета по образовательным программам среднего профессионального и высшего профессионального образования в соответствии с лицензией, предоставленной образователь-

¹ Все упомянутые официальные документы доступны на сайте <http://минобрнауки.рф/>.

ному учреждению»² результаты конкурса по установлению контрольных цифр приема (КЦП) для вузов будут объявлены не позднее 1 декабря.

На рис. 2 представлены сетевые графики, отражающие предлагаемую авторами последовательность работ для организации целевого приема для администраций и организаций ОПК.

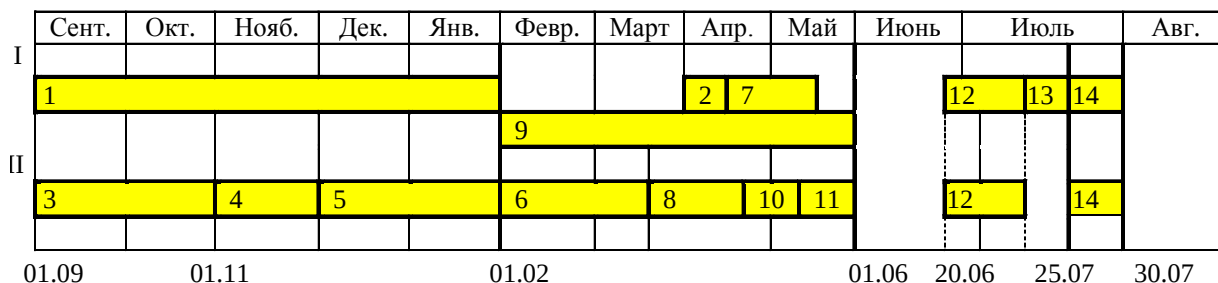


Рис. 1

На рис. 1, 2 приняты следующие обозначения:

I – органы государственной власти и органы местного самоуправления;

II – организации оборонно-промышленного комплекса.

Перечень работ:

- 1 – формирование вузами перечней направлений подготовки и перечней вступительных испытаний;
- 2 – формирование вузами и передача в Минобрнауки заявки на установление КЦП;
- 3 – формирование Минобрнауки перечня образовательных учреждений и направлений подготовки, реализуемых в них; предоставление перечня в федеральные органы исполнительной власти;
- 4 – передача федеральными органами исполнительной власти в организации ОПК перечня образовательных учреждений и направлений подготовки, реализуемых в них;
- 5 – формирование организациями ОПК предложений по объему подготовки кадров для обеспечения деятельности организаций ОПК;
- 6 – обобщение федеральными органами исполнительной власти предложений по объему подготовки кадров, формирование заявок на подготовку кадров и передача их в Минобрнауки;
- 7 – проведение Минобрнауки конкурса на установление КЦП;
- 8 – формирование Минобрнауки государственного плана подготовки специалистов для ОПК;
- 9 – формирование заявок от администраций на целевой прием; подготовка и подписание договоров о целевом приеме;
- 10 – информирование федеральными органами исполнительной власти о заданиях государственного плана подготовки специалистов организации ОПК;
- 11 – работа организаций ОПК с абитуриентами, выдача направлений на целевой прием;
- 12 – прием вузами документов у абитуриентов, поступающих по целевому приему;
- 13 – проведение вузами конкурса среди абитуриентов, поступающих по целевому приему от администраций;
- 14 – формирование вузами приказа о зачислении по целевому приему.

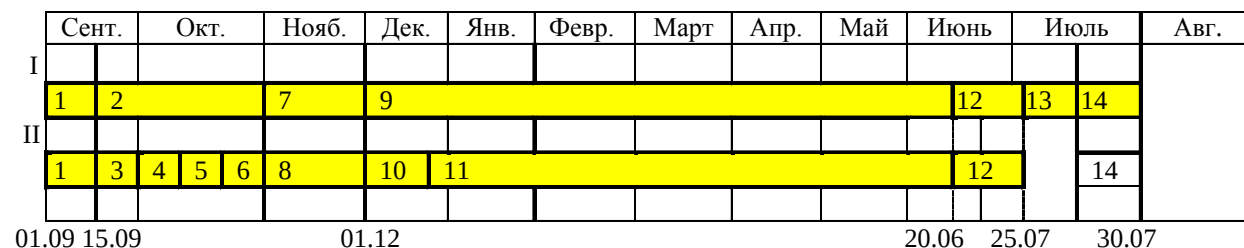


Рис. 2

² Документ так же доступен на сайте <http://минобрнауки.рф/>.

При таком подходе устраняется отмеченное ранее противоречие в установленных в действующих документах сроках выполнения работ, а также учитывается намеченная Минобрнауки ключевая дата установления КЦП для учреждений высшего профессионального образования.

Важно также, что формирование государственного плана подготовки специалистов и утверждение КЦП происходят в Минобрнауки одновременно, что исключает возможную несогласованность этих документов.

К тому же перечень направлений подготовки и перечень вступительных испытаний утверждаются в самом начале учебного года. Это важно для абитуриентов и их родителей, так как они могут своевременно начать подготовку к вступительным испытаниям в вузы в соответствии с выбранной будущей специальностью.

Для реализации предложенных изменений необходимо внести коррективы в нормативно-правовые акты Министерства образования и науки РФ.

E. A. Vishnyakova, Y. N. Isaev

PERFECTION OF THE ORGANIZATION OF TARGET ENROLMENT IN THE UNIVERSITIES

The authors conceded the problems of organization of targeted enrolment for the bodies of state power and for organizations of defense-industrial complex. The authors identified contradictions in the normative documents, defining the terms of work performance. The authors proposed optimal according to the authors of the sequence of execution of works on the organization of targeted enrolment.

The management of the University, organization of target enrolment, a network schedule for admission



УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ, ИННОВАЦИОННЫЙ И АНТИКРИЗИСНЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ

УДК 338.26

А. Н. Мардас, Н. Н. Суворов

КОРПОРАТИВНАЯ СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ И БИРЖЕВОЙ ИНДЕКС УСТОЙЧИВОГО РАЗВИТИЯ КАК ФАКТОРЫ КОНКУРЕНТОСПОСОБНОСТИ КОМПАНИИ

Ставится задача формализации новых инструментов формирования конкурентных преимуществ – стандартов корпоративной социальной ответственности и принципов устойчивого развития – при оценке и управлении капитализацией российских компаний. Оценены первые модельные варианты построения индекса устойчивого развития в предположении его использования на бирже РТС.

Корпоративная социальная ответственность, фондовый индекс, эффективность инвестиций, принцип устойчивого развития, конкурентные преимущества

В развитой рыночной экономике корпоративная социальная ответственность является важнейшей составляющей успешного бизнеса компании. Теперь нет международной компании, которая не использовала бы данный инструмент для формирования и повышения своей капитализации. С вступлением России в ВТО этот аспект становится актуальным и для российских компаний, которые становятся или уже стали крупными игроками на международных рынках.

Мировой опыт убедительно свидетельствует, что наиболее успешны в привлечении инвестиций компании, бизнес-стратегия и операционная деятельность которых построены в соответствии с принципом устойчивого развития (sustainability development) [1]. При этом наибольшие конкурентные преимущества получают компании, следующие политике и внедряющие стандарты корпоративной социальной ответственности. Таким образом, разработка методик оценки влияния данных факторов на конкурентоспособность и финансовое состояние компании становится весьма актуальной. Этот вывод обусловлен следующим:

– концепция корпоративной социальной ответственности связывает воедино аспекты экономической, экологической и социальной эффективности бизнеса, поэтому способна привести к увеличению долгосрочной стоимости акций;

– инновационный подход в технологиях и управлении, высокая производительность и приемлемое соотношение риск/доходность свойственны прежде всего компаниям, лидирующим в реализации принципов устойчивого развития;

– инвесторы все чаще отождествляют принципы устойчивого развития с катализаторами инновационности и эффективного менеджмента [2].

Учитывая это, ведущие западные биржи и рейтинговые агентства разработали целую линейку фондовых индексов, служащих индикаторами компаний с практикой «устойчивого развития» для принятия решений об «ответственных» инвестициях. Эти независимые индексы используются также при оценке производных ценных бумаг эмитентов и фондов, специализирующихся на «этичных» инвестициях.

Одним из первых стало семейство индексов DJSI (Dow Jones Sustainability Indexes), которое было введено агентством «Dow Jones» в 1999 г. Расчет данных индексов обеспечивает инвесторам оценку эффективности инвестиций в «зеленые» компании, а самим компаниям – возможности финансовой оценки и управления стоимостью при реализации стратегии, ориентирующейся на принципы устойчивого развития.

К настоящему времени почти все ведущие рейтинговые агентства и биржи имеют свои варианты экологических («низкоуглеродных») индексов – FTSE4GOOD (Великобритания), NASDAQ OMX CRD Global Sustainability Index (США), HKQ AA HSBC (Гонконг), BOVESPA (Бразилия) и др. [3]. Эти индексы отражают тренды спроса и предложения в сфере «зеленых» товаров и способствуют дальнейшему распространению принципов устойчивого развития при разработке корпоративных и инвестиционных стратегий. В итоге, сегодня для выхода на международные рынки российским компаниям приходится доказывать свое соответствие множеству стандартов нефинансовой отчетности, наиболее важными из которых являются:

– стандарт AccountAbility (AA1000) Института социальной и этической отчетности Джона Элкингтона;

– международный стандарт социальной ответственности SA8000;

– стандарт экологического управления ISO 14000.

Данные общемировые тенденции и провозглашенные Правительством РФ принципы и программы инновационного развития диктуют необходимость разработки российского индекса «устойчивого развития», который соответствовал бы официальным международным стандартам и методикам (в частности, ISO 26 000).

Пионером в данном процессе стала проектная группа Московской школы управления СКОЛКОВО, которая при участии Комитета по корпоративной социальной ответственности (КСО) Российского союза промышленников и предпринимателей в июле 2011 г. представила на фондовой бирже РТС проект первого российского Индекса устойчивого развития. В основе методики его расчета лежат подходы индексного агентства «Standard & Poor's». Базовыми избраны 19 социальных, 26 экологических и 23 корпоративных индикатора, на основании которых рассчитывается значение индекса для компаний – российских эмитентов. Предполагается, что в окончательную базу расчета индекса войдут российские эмитенты, акции которых обращаются на организованном рынке, и отобранные на основании анализа публичной социальной отчетности.

На текущий момент проанализированы 30 российских эмитентов, публикующих нефинансовую отчетность и имеющие ликвидные ценные бумаги (см. таблицу) [4].

Моделирование индекса устойчивого развития			
Первые шаги «Исследование и дизайн» – пул компаний для апробации; – варианты дизайна индекса; – транспарентность; – фундаментальные показатели		RTS SI	
		Тип индекса	Взвешенный по капитализации с учетом фактора free-float
		Число бумаг	30
		Валюта расчета	дол.
		Источник цен	Рынки РТС
Диверсификация,	%	Максимальный вес одного инструмента	
Финансы	13.85		
Химия	2.84	Тип инструментов	
Металлургия	16.37		
Нефть и газ	60.34		
Недвижимость	0.98	Компании, которые публикуют НФО	
Телекоммуникации	1.36		
Транспорт	0.61		
Электроэнергетика	3.65		
		Капитализация индекса	798 млрд дол.
		P/E	7.90

Таким образом, первые попытки построения индекса устойчивого развития основывались на включении в базу его расчета тридцати крупнейших компаний. Модельный индекс взвешен по капитализации с учетом free-float. Наибольший вклад в индекс вносят компании в нефтяной и газовой промышленности (60.34 %). Далее следуют предприятия металлургии (16.37 %) и организации финансового сектора (13.85 %).

Обязательным критерием для включения компании в листинг индекса устойчивого развития будет публикация нефинансовой отчетности (НФО). При этом максимальный вес одной компании в базе расчета не должен превышать 15 %.

Проведенные предварительные расчеты коэффициента P/E (Current share price/Latest EPS) привели к значению биржевого индекса в 7.9. Это указывает на значительный потенциал роста цены акций компаний, включаемых в базу расчета индекса и, как следствие, рост текущих значений биржевого индекса¹.

Включение компании в листинг индекса устойчивого развития станет ее несомненным конкурентным преимуществом в среднесрочной перспективе, поскольку это гарантирует:

- повышение лояльности потребителей;
- увеличение стоимости акций, уже размещенных на фондовом рынке и при возможной дополнительной эмиссии;
- увеличение объемов прямого инвестирования в компанию.

Таким образом, можно утверждать, что индекс устойчивого развития, сопряженный с политикой корпоративной социальной ответственности, напрямую влияет на капитализацию компаний. Наряду с этим явным конкурентным преимуществом, компания может рассчитывать на дотации со стороны государства и его содействие при выходе на международные рынки.

¹ Разработка и внедрение первого российского индекса устойчивого развития [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.rts.ru/a22498/?nt=1>.

Однако все эти преимущества могут проявиться только при наличии у компании методики, позволяющей как рассчитать индекс устойчивого развития, так и выявить взаимосвязь его величины с факторами конкурентоспособности.

Для этого предлагается использовать подход, аналогичный квантификации обобщенного показателя качества [4]. Суть создаваемой методики состоит в следующем.

Уровень капитализации компании представляют в виде множественной регрессии, т. е. уравнения связи с p независимыми переменными:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_p),$$

где y – объясняемая переменная (капитализация); x_i ($i = 1, \dots, p$) – объясняющие переменные (перечисленные раньше и другие факторы конкурентоспособности, в том числе фактор внедрения политики корпоративной социальной ответственности).

При таком представлении задача построения индекса устойчивого развития состоит в выборе набора и значений объясняющих переменных, приводящих к заданному значению результирующего показателя.

Задача решается следующим образом. Используя ретроспективную информацию о компании и ее конкурентах, первоначально следует найти приемлемую модель для описания связи между капитализацией и объясняющими переменными (степень соответствия стандартам корпоративной социальной ответственности, объемами выпуска, параметрами качества продукции, ценами, различными рыночными факторами и т. п.). Формально эту задачу можно свести к проверке гипотез о равенстве нулю коэффициента детерминации и параметров регрессии в ходе процедуры многошагового регрессионного анализа. Оценка значимости отдельных коэффициентов регрессии позволит выявить направления совершенствования деятельности для достижения необходимого значения индекса устойчивого развития. При этом, анализируя определенное мероприятие повышения капитализации, в модель необходимо ввести (из модели исключить) соответствующий фактор. Затем необходимо построить новое уравнение регрессии и снова произвести оценку адекватности модели и значимости коэффициентов регрессии. Такой процесс следует продолжать до тех пор, пока все коэффициенты регрессии в адекватной математической модели не окажутся значимыми. Это будет свидетельствовать о приведении регрессионной модели к виду, пригодному для построения по ней биржевого индекса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Holliday C. O., Schmidheiny S., Watts P. Walking the talk: the business case for sustainable development. San Francisco: Greenleaf, 2002.
2. Белова В. Л. О социальной ответственности бизнеса // Социально-гуманитарные знания. М., 2004. № 6. С. 196–201.
3. Петров О. В. Социальная ответственность бизнеса и формирование новых трудовых отношений // Трудовое право. М., 2005.
4. Мардас А. Н., Кадиев И. Г., Гуляева О. А. Методы стратегического анализа в управлении инвестиционно-инновационной деятельностью в региональных хозяйственных комплексах. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2011.

A. N. Mardas, N. N. Suvorov

CORPORATE SOCIAL RESPONSIBILITY AND SUSTAINABLE DEVELOPMENT INDEX AS A COMPANY'S COMPETITIVENESS FACTORS

Issues related to the problem of formalization of new instruments of competitive advantages forming (corporate social responsibility standards and sustainable development principles) in estimation and control over capitalization of Russian companies. First model variants of sustainable development index are assessed.

Corporate social responsibility, stock index, investment efficiency, sustainable development principle, competitive advantages



УДК 81'42

Н. В. Степанова

ЛЕКСИКО-ФРАЗЕОЛОГИЧЕСКИЕ И СЕМАСИОЛОГИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ОБЪЕКТИВАЦИИ КОНЦЕПТОВ В АНГЛИЙСКОМ ЭКОНОМИЧЕСКОМ ДИСКУРСЕ КРИЗИСНЫХ ПЕРИОДОВ

Посвящена исследованию концептов FAILURE и FEAR в английском экономическом дискурсе. Проведенный анализ позволил определить средства репрезентации концептов на лексико-фразеологическом и семасиологическом уровнях, выявить основные когнитивные признаки концептов, смоделировать общую структуру концептов в дискурсе экономической прессы кризисных периодов.

Дискурс, концепт, когнитивные признаки, лексико-фразеологический анализ, семасиологический уровень, стилистические приемы, экономический кризис, экономическая пресса

Исследование экономического дискурса кризисных периодов представляется актуальным, поскольку финансовые потрясения отражаются не только на состоянии экономики, но и на функционировании экономического подязыка прессы.

Язык экономической периодики удобно изучать при помощи концептов, ведь именно эти базовые когнитивные единицы помогают четко структурировать весь собранный языковой материал и детально проанализировать его.

Концепты можно исследовать на различных уровнях языка. В частности, В. И. Карасик и Г. Г. Слышкин упоминают о возможности апеллировать к одному и тому же концепту при помощи лексики, фразеологии, свободных сочетаний, предложений, а также различных невербальных средств (так называемая полиапеллируемость концепта) [1, с. 13].

В настоящем исследовании мы остановимся на анализе концептов на лексико-фразеологическом и семасиологическом уровнях.

«Слово имеет первостепенную важность в порождении, восприятии, хранении и передаче информации», в связи с чем «лексический состав более очевидно отражает фрагменты экстралингвистической действительности» [1, с. 184].

Лексический анализ концепта главным образом подразумевает выделение первичных (члены синонимических рядов) и вторичных (метафорическое осмысление) номинативных единиц. Кроме того, в объективации концепта участвуют единицы дескрипции – устойчивые сравнения и фразеологизмы [1, с. 182–196].

Обращение к фразеологии и семасиологии имеет особую ценность при исследовании кризисного дискурса прессы, который характеризуется повышенным уровнем экспрессивности и эмоциональности. Идиомы, тропы, фигуры речи являются неотъемлемым элементом языка СМИ в период рецессии, и именно поэтому мы считаем необходимым обращаться к каждому из исследуемых концептов на уровне лексики, фразеологии и семасиологии.

Особенно важно изучение концептуальных метафор. Дж. Лакофф и М. Джонсон полагают, что «наша концептуальная система в значительной степени метафорична» [2, с. 25], как и процессы человеческого мышления вообще [2, с. 27].

Приступая к анализу концептов кризисных периодов, необходимо упомянуть о трехмерной структуре концепта, в составе которого выделяют три уровня: понятийный, образный и ценностный. Настоящая статья главным образом посвящена изучению понятийного и образного слоев посредством анализа вторичных номинативных единиц (семасиология), а также единиц дескрипции (фразеологизмы). Первичные номинативные единицы также отчасти будут рассмотрены в статье.

Понятийный компонент концептов FAILURE и FEAR был проанализирован на материале словарей Webster, Longman и энциклопедии Britannica. Исследование осуществлялось на лексическом уровне. Образный слой концептов был исследован с использованием статей изданий «The Financial Times», «The Wall Street Journal», «The Economist». Здесь изучение проходило в рамках фразеологии и семасиологии.

По результатам исследования ядро концепта FAILURE составляет когнитивный признак «неспособность выполнить необходимое или ожидаемое действие», репрезентированный словами *to fail, failure*.

К ближайшей периферии концепта FAILURE относится когнитивный признак «отсутствие успеха и неоправданные ожидания».

В состав синонимического ряда ключевого слова FAILURE в данном значении по словарю Webster входят такие слова, как *collapse, crash, cropper, defeat, fizzle, nonachievement, nonsuccess* [3]. В прессе данный когнитивный признак репрезентируют следующие единицы: *crisis, recession, collapse, exposure to the collapse, crash, disaster, trouble, confusion*.

Во многих случаях сразу несколько единиц, вербализующих концепт FAILURE, сочетаются в одном предложении. Конвергенция стилистических средств является излюбленным приемом журналистов, описывающих события периода рецессии. Как правило, речь идет о совмещении единиц, входящих в широкие тематические группы: *As prices fall, steelmakers are moving to cut production; Shares in shipping companies fell sharply this week in response to the plunge in the BDI*¹.

В объективации концепта FAILURE в экономической прессе участвуют и единицы дескрипции, в частности, фразеологизмы. Так, при описании функционирования банковской системы периода кризиса был использован переосмысленный фразеологический оборот *out of the frying-pan into the fire* (оригинал: *from the frying pan into the fire*): *The global banking system has leapt from the fire into the frying pen*². Таким образом автор высказывания, вероятно, хотел иронически подчеркнуть видимость улучшения ситуации, которая в действительности по-прежнему остается тяжелой.

¹ Industry and the financial crisis. Meanwhile, in the real economy... // The Economist. Oct. 18–24. 2008. P. 69–70.

² Rescuing the banks. But will it work? // The Economist. Oct. 18–24. 2008. P. 79–80.

Во время переломных моментов, таких как экономический кризис, нередко наблюдается тенденция снять вину с себя и переложить ее на другое лицо или организацию. В финансовом мире к числу наиболее авторитетных имен относится Wall Street – финансовый район и периодическое издание под соответствующим названием. В ходе кризиса именно Wall Street принимает на себя тяжелый удар рецессии и вину за произошедшее, о чем сообщает автор одной из статей: *Wall Street has been made a scapegoat*³.

Приведем еще один пример стилистически используемого идиоматического выражения: *China is caught in a “dollar trap”*⁴. Китай, как и большинство других государств, испытывающих трудности после финансового коллапса, попал в «ловушку» американской валюты.

Необходимо подчеркнуть, что во многих случаях идиоматические выражения, активизирующие концепт, сочетаются с вторичными номинативными единицами, чаще всего с разного рода тропами.

Вторичные номинативные единицы составляют неотъемлемую часть функционирования концептов во время кризиса и относятся к дальней периферии концепта FAILURE. Это контекстные значения слова FAILURE, не зафиксированные в словарях.

Результаты анализа концепта FAILURE на семасиологическом уровне свидетельствуют о том, что среди выразительно-изобразительных средств языка, входящих в номинативное поле концепта, преобладают гипербола и метафора.

В журнале «The Economist» нередко встречаются преувеличения, приравнивающие кризис к катастрофе и к смертельно опасному опыту: *a lot depends on how blame for this catastrophe is allocated*⁵, *global finance seemed to have survived its near-death experience*⁶.

В ряде случаев в прессе кризисных периодов встречаются примеры метафорического осмысления лексических единиц.

Интересно метафорическое обыгрывание глагола *to bury* (хоронить, зарывать в землю, предавать забвению): *Almost burying banks under mounds of non-performing loans*⁷; *the near-collapse of the banking system has shown just how deep some central parts of economic life are buried*⁸. Авторы статьи с сожалением наблюдают за процессом «погребения» банков и экономической жизни вообще и не скрывают от читателей своих эмоций.

Еще один пример метафорического осмысления – выражение *to turn to dust*: *Those unlucky enough to live through the bear markets saw their savings turn to dust*⁹. В данном случае речь идет о финансовых неудачах – о потерях сбережений, которые исчезли, «превратились в пыль».

Довольно часто в вербализации концепта FAILURE участвует ирония, применение которой отражает критический взгляд автора на проблему и ее источники [2, с. 119]: *Householders have too much debt and must save more. It is not about credit. “It’s about a hang-*

³ Audio online. The wheels are coming off // The Economist. 2008. Oct. 25–31. P. 21.

⁴ Harris J. The Last Great Dollar Crisis // The Wall Street J. 2009. Dec. 1. URL: <http://europe.wsj.com>.

⁵ Capitalism at bay // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 13.

⁶ Asia and the crisis. Here we go again // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 59–60.

⁷ The legacy of depression. L-shaped poverty lines // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 81–82.

⁸ Trust. The faith that moves Mammon // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 84.

⁹ Buttonwood. The big bear // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 82.

over from hell”¹⁰. В приведенном примере финансовый крах преувеличенно сравнивается с адом, а настоящее положение дел журналист иронически называет «похмельем», наступившим после него.

Ироничный взгляд журналистов нередко отражается в заголовках. Заголовок *History has to be rewritten after the market's recent falls*¹¹ отражает сарказм журналиста, который предлагает переписать всю мировую историю после недавних рыночных спадов.

В предложении *Cross-border banking – Divided we stand*¹² происходит ироничное переосмысление оборота *United we stand, divided we fall* (один в поле не воин), в котором за счет перестановки компонента рождается новый смысл: речь идет об изначальной разобщенности сторон, которая, по мнению автора, и послужила причиной провала в экономике.

К ближайшей периферии концепта FAILURE относится также когнитивный признак «недостаток необходимого или желаемого количества». В объективации участвуют следующие лексические единицы: *crunch, deficit, drought, famine, inadequacy, inadequateness, insufficiency, lack, poverty, scantiness, scarceness, scarcity, shortage, undersupply, want* [3].

Частным случаем рассматриваемого когнитивного признака является его узкое функционирование в сфере экономики (FAILURE как «недостаток денег»).

В этой области словарь Webster отмечает всего три лексических единицы: *bankruptcy, failure, ruin* [3].

Однако в прессе кризисных периодов превалирует понимание НЕУДАЧИ именно как «отсутствия/недостатка финансовых средств». Лексемы типа *debt, deficit, need, bankruptcy, ruin* относятся к числу наиболее частотных в исследованных статьях.

В качестве примера приведем вторичные номинативные средства и единицы дескрипции. Эпитет *yawning deficits* в гипербализированной форме подчеркивает размер денежного дефицита (*yawning* в прямом переводе означает «зияющий»). В примере *The deficit. How big is too big?*¹³ синтаксические средства – повтор и риторический вопрос – сочетаются с тропом – иронией. Подобная конвергенция приемов выполняет эмфатическую функцию, приемы дополняют и усиливают друг друга.

Когнитивный признак «недостаток денег» вербализуется также посредством фразеологических единиц. Одним из ярких примеров служит известная идиома «*in the red*» (убыточный, в долгах), использованная в описании недостатка финансовых средств у правительства одной из стран, пострадавших от рецессии: *The deficit. How big is too big*¹⁴.

Другая идиома *Americans are on the hook*¹⁵ – с иронией констатирует плачевное положение дел для американцев, которые погрязли в долгах и теперь находятся в подвешенном состоянии, буквально «на крючке».

Как ядро, так и периферия (ближняя и дальняя) концепта FAILURE получают детальное отражение на страницах экономической прессы во время кризиса.

¹⁰ The American economy. A spent force // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 80–81.

¹¹ Buttonwood. The big bear // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 82.

¹² Cross-border banking. Divided we stand // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 83.

¹³ The deficit. How big is too big? // The Economist. 2008. Oct. 25–31. P. 49–50.

¹⁴ Там же.

¹⁵ Там же.

Ядро концепта FEAR составляет когнитивный признак «мучительное беспокойство в присутствии или в ожидании опасности», объективированный единицами *to fear, fearful, fearfully, fearsome*.

Первичные номинативные единицы, т. е. ряды синонимов лексемы FEAR, были рассмотрены на основе материалов словаря Webster и энциклопедии Britannica, а затем сопоставлены с результатами дискурсивного анализа экономической прессы.

Ближайшая периферия концепта FEAR представлена тремя когнитивными признаками и соответствующими языковыми репрезентантами.

Первый когнитивный признак FEAR – «тревожное ожидание опасности». Он объективируется следующим рядом лексических единиц: *risk, risky, threaten, warn, challenge, hesitation, concerns, unstable, pessimistic, worried* [3].

Вторичные номинативные единицы, участвующие в объективации данного признака, отличаются разнообразием. На семасиологическом уровне данный признак представлен в основном метафорой, гиперболой и иронией.

В качестве примера метафорического восприятия страха приведем следующее выражение: *As a result, forecasters are now sharpening their red pencils*¹⁶. В данном случае опасения по поводу дальнейшего усугубления кризиса представлены метафорически (предсказатели затачивают свои красные карандаши, т. е. готовятся к худшим прогнозам), причем здесь имеет место эвфемизация: прямая обеспокоенность завуалирована за яркой образной фразой. Необходимо отметить, что в целом эвфемизмы не так часто фигурируют на страницах прессы в периоды кризиса и данный пример можно рассматривать, скорее, в качестве исключения.

Прием иронии используется в основном для передачи беспокойства или в качестве прямого предостережения. В предложении *Too soon to kiss and make up*¹⁷ автор статьи предостерегает читателя от поспешных выводов, заставляя задуматься о том, что экономика все еще не оправилась от произошедших потрясений. Ироничная форма высказывания заставляет обратить на себя внимание и оказывает на читателя манипулятивное воздействие.

*Take away the money, and it will start to look awfully*¹⁸ – в данном примере ирония направлена на одержимость деньгами, которые для многих представителей общества играют первостепенную роль, особенно в ходе кризиса. Особую остроту иронии в данном случае придает использование императива.

Среди синтаксических приемов, вербализующих концепт FEAR, преобладает параллелизм (как правило, он фигурирует в заголовках): *Deep pockets, deep fears*¹⁹; *once bitten twice shy*²⁰.

В каждой статье ощущается неуверенность в будущем. Об этом свидетельствует высокий процент вопросительных конструкций и условных предложений: *But will the blanket invitations to invest be accepted?*²¹; *Rescuing the banks – But will it work?*²²; *Even if the bail-out*

¹⁶ Public finance. Counting the cost // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 41–42.

¹⁷ Russia and Europe. Too soon to kiss and make up // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 14.

¹⁸ Charlemagne. Bad times ahead // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 40.

¹⁹ Russia and the crisis. Deep pockets, deep fears // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 36.

²⁰ Sources of capital. Once bitten, twice shy // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 83.

²¹ Там же.

²² Rescuing the banks. But will it work? // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 79.

works, Germany will not avoid a slowdown²³; If inflation and unemployment rise sharply, EU solidarity could break down in some damaging ways²⁴.

Следующий когнитивный признак, относящийся к ближайшей периферии концепта FEAR, – «сильная отрицательная эмоция, переживаемая при наличии опасности». Данный признак репрезентирован лексикой типа *panic, panicky, disastrous, alarming, scary, frightening* как в словаре, так и в прессе [3].

Единицы дескрипции, к которым относятся группы устойчивых сочетаний со словом FEAR (*irrational FEAR, groundless FEAR, deep-seated FEAR, trembling, shaking, shivering with FEAR, paralysed with FEAR*), упоминаются в словаре Longman и оценивают FEAR как иррациональный, беспочвенный, глубокий страх [4]. Такие сочетания нередко фигурируют в экономической периодике кризисной эпохи и принимают участие в репрезентации концепта.

Третий когнитивный признак концепта FEAR – «опасность» – встречается редко и объективируется единицами типа *danger* и *exposure*.

Необходимо упомянуть о фигурировании в экономической прессе кризисных периодов концептуальной метафоры FEAR как «болезнь», представленной огромным количеством единиц различных уровней. Довольно часто на страницах прессы периода кризиса фигурируют лексемы *pain* и *scar*: *crisis leaves lasting scars*²⁵, *the distribution of this pain varies widely, there is more pain to come in the financial sector, felt severe pain, the scars will be permanent*²⁶.

Типичным примером функционирования концепта в таком ключе служит метафорическое осмысление боли и болезни: *A typical case of contagion*²⁷. Понижение цен привело к заметному ухудшению показателей компании, что заставило автора статьи сопоставить сложившуюся ситуацию с заразным заболеванием.

Другой показательный пример, в котором сочетаются метафора и олицетворение: *The credit crisis is hitting Asia where it most hurts-trade*²⁸. Целый континент сравнивается с живым существом, которое может чувствовать боль.

В заголовке *Asian credit markets. Belly ache*²⁹ недостаток денег (концепт FAILURE) вызывает у азиатских рынков ощущения, свойственные людям, – боль в животе (концепт FEAR).

Наконец, в заголовке *Pain all round, please*³⁰ в реализации концептуальной метафоры используется прием иронии. Отрицательных эмоций, вызванных кризисом, накопилось настолько много, что на них появляется спрос.

Очевидно, что именно в функционировании концептуальной метафоры FEAR как «болезнь» прослеживается непосредственная связь двух изучаемых концептов. Финансовые потрясения вызывают у многих людей ощущения, почти сходные с физической болью.

²³ Europe and the financial crisis. The end of the beginning? // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 35–36.

²⁴ Charlemagne. Bad times ahead // The Economist. 2008. Oct. 18–24. P. 40.

²⁵ Giles Ch. Economic cost: Crisis leaves lasting scars // The Financial Times. 2009. Oct. 5. URL: <http://www.ft.com>.

²⁶ Mallet V. Spanish recession tightens its grip // The Financial Times. 2009. Aug. 15. URL: <http://www.ft.com>.

²⁷ Asian credit markets. Belly ache // The Economist. 2008. Oct. 25–31. P. 81.

²⁸ Там же.

²⁹ Там же.

³⁰ Equality. Pain all round, please // The Economist. 2008. Oct. 25–31. P. 42.

Устойчивая связь двух концептов легко объяснима, ведь концепты FAILURE и FEAR имеют различную временную направленность: FAILURE связан с прошлым, с результатами прошедших событий и их анализом, FEAR ориентирован в будущее, на предвидение и предотвращение потенциальной опасности. В настоящем времени происходит пересечение концептов.

Высокая номинативная плотность ряда когнитивных признаков обоих концептов свидетельствует о коммуникативной релевантности концептов, необходимости обсуждать их, обмениваться данной концептуальной информацией на страницах экономической прессы [5].

Когнитивные признаки, выявленные при работе с лексикографическими источниками и с периодическими изданиями, репрезентированы не только лексикой, но и соответствующими единицами дескрипции на уровне фразеологии, а также вторичными номинативными единицами семасиологического уровня.

Анализ стилистических приемов свидетельствует о том, что в англоязычном экономическом дискурсе кризисных периодов большое распространение получили тропы, такие как метафора, гипербола и ирония. Названные приемы устойчиво функционируют в объективации различных когнитивных признаков обоих концептов. В ряде случаев они выполняют эмотивную и экспрессивную функции, однако довольно часто авторы статей используют подобные выразительные средства с целью критики. Критика журналистов обрушивается, прежде всего, на моральное несовершенство общества и его представителей, которое, по их мнению, во многом провоцирует финансовые проблемы.

Использование единиц дескрипции часто связано с попыткой новым способом и в эмоциональных красках описать неудачи в экономике, о которых всем давно известно.

Проведенное исследование позволило в общих чертах смоделировать структуру изучаемых концептов кризисной эпохи, определить, какие единицы принадлежат ядру концептов, их ближней и дальней периферии. Результаты анализа на лексико-фразеологическом и семасиологическом уровнях свидетельствуют о том, что концепты FEAR и FAILURE играют важную роль в экономическом дискурсе кризисных периодов и занимают одно из ключевых мест в концептосфере кризиса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антология концептов / Под ред. В. И. Карасика, И. А. Стернина. М.: Гнозис, 2007.
2. Лакофф Дж., Джонсон М. Метафоры, которыми мы живем: пер. с англ. / Под ред. и с предисл. А. Н. Баранова. М.: Едиториал УРСС, 2004.
3. Merriam-Webster's Dictionary of Synonyms: A Dictionary of Discriminated Synonyms With Antonyms and Analogous and Contrasted Words. Merriam-Webster, 1984.
4. Longman Dictionary of Contemporary English. Fifth impression. London: Pearson Education Limited, 2003.
5. Стернин И. А., Попова З. Д. Когнитивная лингвистика. М.: АСТ: Восток-Запад, 2010. (Лингвистика и межкультурная коммуникация. Золотая серия.)

N. V. Stepanova

LEXICAL, PHRASEOLOGICAL AND SEMASIOLOGICAL MEANS OF CONCEPTS OBJECTIVATION IN THE ENGLISH ECONOMIC DISCOURSE OF RECESSIONARY PERIODS

The article presents the study of the concepts FAILURE and FEAR in the English economic discourse. The research enables to reveal basic means of concepts representation on lexical, phraseological and semasiological levels, define concepts cognitive features, pattern general concepts structure in the economic discourse of recessionary periods.

Discourse, concept, cognitive features, lexical and phraseological analysis, semasiological level, stylistic means, economic crisis, economic press

Сведения об авторах

Александров Олег Викторович

Профессор кафедры электронного приборостроения СПбГЭТУ, д-р физ.-мат. наук.

Тел.: (812) 777-63-72. E-mail: Aleksandr_ov@mail.ru.

Белов Михаил Петрович

Доцент кафедры робототехники и автоматизации производственных систем СПбГЭТУ, канд. техн. наук.

Тел.: (812) 346-12-48. E-mail: milesa58@mail.ru.

Блинов Юрий Иванович

Зав. кафедрой электротехнологической и преобразовательной техники, СПбГЭТУ, д-р. техн. наук, профессор.

Тел.: (812) 346-29-83. E-mail: yuri-50@mail.ru.

Бруслиновский Борис Васильевич

Доцент кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (921) 585-21-98. E-mail: brborvas@list.ru.

Бузников Анатолий Алексеевич

Заслуженный деятель науки, профессор кафедры квантовой электроники и оптико-электронных приборов СПбГЭТУ, д-р техн. наук.

Тел.: +7(911) 224-97-77. E-mail: aabuznikov@mail.ru.

Ваганов Вячеслав Владимирович

Заместитель зав. кафедрой полиграфических машин СПбГПУ, канд. техн. наук, профессор.

Тел.: (812) 294-42-15. E-mail: prvaganov_spb@mail.ru.

Вендик Орест Генрихович

Профессор кафедры физической электроники и технологии СПбГЭТУ, д-р. техн. наук, профессор.

Тел.: +7 (921) 757-19-32. E-mail: OGVendik@rambler.ru.

Вишнякова Елена Анатольевна

Аспирантка, ассистент кафедры прикладной экономики СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (921) 375-60-31. E-mail: vishelena@yandex.ru.

Высоцкая Светлана Андреевна

Аспирантка, ассистент кафедры электронного приборостроения СПбГЭТУ.

Тел.: (812) 777-63-72. E-mail: svetilnik_84@mail.ru.

Галунин Сергей Александрович

Доцент кафедры электротехнологической и преобразовательной техники СПбГЭТУ, канд. техн. наук, доцент.

Тел.: +7(911) 964-12-22. E-mail: galunin@mail.ru.

Горяинов Виктор Сергеевич

Студент гр. 7293 СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (921) 977-32-60. E-mail: mp.06@mail.ru.

Дмитревич Геннадий Данилович

Профессор кафедры систем автоматизированного проектирования СПбГЭТУ, д-р техн. наук, профессор.

Тел.: +7 (911) 710-10-22. E-mail: gddm@inbox.ru.

Иванов Александр Васильевич

Начальник Управления информационных ресурсов, зав. кафедрой полиграфических машин СПбГПУ, д-р техн. наук, профессор.

Тел.: (812) 552075-26. E-mail: ivanov@mediabooks.ru.

Исаев Юрий Николаевич

Доцент кафедры прикладной механики и инженерной графики СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (921) 940-48-48. E-mail: YNIsaev@eltech.ru.

Калявин Владимир Петрович

Профессор кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ, д-р техн. наук.

Тел.: +7 (812) 551-62-64.

Каришев Зайнидин Абдувалиевич

Аспирант кафедры вычислительной техники СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (965) 069-36-61. E-mail: zaynidin85@mail.ru.

Кериш Сергей Александрович

Аспирант кафедры радиоэлектронных средств СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (921) 38-60-357.

Кириячиков Владимир Андреевич

Доцент кафедры математического обеспечения и применения ЭВМ СПбГЭТУ, канд. техн. наук, доцент.

Тел.: +7 (911) 280-80-00. E-mail: vak@nicetu.spb.ru.

Козлов Дмитрий Сергеевич

Аспирант кафедры физической электроники и технологии СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (921) 979-47-64. E-mail: ds_kozlov@list.ru.

Коновалов Сергей Ильич

Доцент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники СПбГЭТУ.

Тел.: (812) 234-37-26. E-mail: SIKononov@mail.eltech.ru.

Кормилицын Олег Павлович

Заведующий кафедрой прикладной механики и графики СПбГЭТУ, канд. техн. наук, профессор.

Тел.: +7 (911) 968-53-15. E-mail: okormilicyn37@mail.ru.

Котов Константин Анатольевич

Оператор печатной машины, СПбГПУ.

Тел.: (812) 352-47-46. E-mail: konstantan515@mail.ru.

Кузьменко Андрей Григорьевич

Доцент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники СПбГЭТУ.

Тел.: (812) 234-37-26. E-mail: SIKononov@mail.eltech.ru.

Куприянов Михаил Степанович

Профессор кафедры вычислительной техники СПбГЭТУ, д-р техн. наук.

Тел.: (812) 952-06-42. E-mail: mikhail.kupriyanov@gmail.com.

Мардас Анатолий Николаевич

Д-р воен. наук, канд. техн. наук, профессор кафедры инновационного менеджмента СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (905) 256-55042. E-mail: a.n.mardas@mail.ru.

Марков Максим Владимирович

Аспирант кафедры систем автоматизированного проектирования СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (906) 225-56-28. E-mail: irjigeiler@gmail.com.

Мелехов Ярослав Андреевич

Инженер-программист ОАО «ВНИИРА», магистр техники и технологии, аспирант кафедры радиоэлектронных средств СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (953) 342-35-49. E-mail: yaroslav.melekhov@gmail.com.

Муратов Александр Анатольевич

Аспирант, ассистент кафедры электротехнологической и преобразовательной техники, СПбГЭТУ.

Тел.: +7(921) 186-67-36. E-mail: sanyamuratov@yandex.ru.

Накидкин Алексей Валерьевич

Магистрант кафедры вычислительной техники СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (911) 713-37-72. E-mail: alexey_sertolovo@mail.ru.

Никаноров Александр Николаевич

Доцент кафедры электротехнологической и преобразовательной техники, СПбГЭТУ, канд. техн. наук, доцент.

Тел.: (812) 234-91-30. E-mail: galunin@mail.ru.

Орлов Алексей Сергеевич

Аспирант кафедры электротехнологической и преобразовательной техники, СПбГЭТУ.

Тел.: +7(906) 277-74-97. E-mail: lexx4432@yandex.ru.

Орлов Владимир Константинович

Доцент кафедры радиоэлектронных средств СПбГЭТУ, канд. техн. наук.

Тел.: (812) 346-18-03. E-mail: v.k.orloff@gmail.com.

Романов Аркадий Сергеевич

Аспирант кафедры математического обеспечения и применения ЭВМ СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (952) 390-49-99. E-mail: arkadyrom@gmail.com.

Смирнов Валентин Сергеевич

Дипломник группы 6862 СПбГЭТУ.

Тел.: (812) 777-63-72. E-mail: jktrigger@mail.ru.

Степанов Борис Георгиевич

Доцент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники СПбГЭТУ.

Тел.: (812) 234-37-26. E-mail: BGStepanov@mail.eltech.ru.

Степанова Наталия Валентиновна

Аспирантка, ассистент кафедры иностранных языков СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (921) 349-19-09. E-mail: Native87@rambler.ru.

Суворов Никита Николаевич

Аспирант кафедры инновационного менеджмента СПбГЭТУ.

Тел.: +7 (911) 795-21-40. E-mail: suvorov88@mail.ru.

Та Тхань Хай

Аспирант кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ.

Тел. +7 (906) 225-01-77. E-mail: thanhhai136@yahoo.com.

Филиппов Иосиф Филиппович

Профессор кафедры робототехники и автоматизации производственных систем СПбГЭТУ, д-р техн. наук.

E-mail: iosif-filippov@mail.ru.

Холод Иван Иванович

Доцент кафедры вычислительной техники СПбГЭТУ, канд. техн. наук.

Тел.: +7 (921) 795-42-58. E-mail: iiholod@mail.ru.

Черноок Владимир Ильич

Руководитель лаборатории Гипрорыбфлота, д-р географ. наук, профессор.

Тел.: +7 (921) 883-36-78. E-mail: chernook@mail.ru.

Шамарина Екатерина Анатольевна

Инженер завода «Электросила» ОАО «Силовые машины», магистрант кафедры робототехники и автоматизации производственных систем СПбГЭТУ.

E-mail: k_shamarina@mail.ru.

Шичкина Юлия Александровна

Доцент Братского государственного университета, канд. техн. наук, доцент.

Тел.: +7 (3953) 32-53-73. E-mail: dmzi@brstu.ru.

Правила представления рукописей авторами

В редакционный совет журнала «Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ»» необходимо представить:

- файлы на дискете либо CD (в отдельных случаях по предварительному согласованию с редсоветом допустима передача материалов по электронной почте):
 - рукопись статьи;
 - сведения об авторе(ах);
- документы на листах формата А4 (1 экз.):
 - рукопись статьи (статья должна быть объемом 4–8 маш. с., обзорная статья – до 16 маш. с.);
 - сведения об авторе(ах);
 - рекомендация кафедры с указанием наименования тематического раздела, в котором предполагается опубликование материала;
 - экспертное заключение о возможности опубликования материала в открытой печати;
 - сопроводительное письмо (только для авторов, не работающих (не обучающихся) в СПбГЭТУ «ЛЭТИ»).

Сведения об авторах должны содержать:

1. Фамилию, имя, отчество (полностью) автора.
2. Основное место работы.
3. Должность.
4. Ученую степень, ученое звание.
5. Контактный телефон, адрес электронной почты.

Все сведения печатаются в строку (без пунктов) на русском и английском языках.

Правила оформления текста статьи

Статья должна быть тщательно отредактирована, содержать признаки научной публикации:

- текстовый редактор Microsoft Word версии не ниже 97;
- формат бумаги А4;
- параметры страницы: поля – верхнее 2.5 см, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см, верхний колонтитул 2 см, нижний колонтитул 2 см;
- основной текст статьи: шрифт «Times New Roman» 12 pt; выравнивание по ширине; первая строка с абзачным отступом 1 см; межстрочный интервал «Множитель 1.2».

На первой странице указывается индекс УДК (в левом верхнем углу; шрифт «Times New Roman» 14 pt; межстрочный интервал одинарный); далее даются инициалы и фамилии авторов, затем название статьи, аннотация статьи и ключевые слова на русском языке. Инициалы и фамилии авторов, название статьи, аннотация статьи и ключевые слова на английском языке размещаются в конце публикации после библиографического списка.

Перечень авторов разделен запятыми, инициалы перед фамилиями (шрифт «Times New Roman» 12 pt, жирный курсив; выравнивание по правому краю, абзацный отступ справа 1 см; автоматические переносы отключены; интервалы перед абзацем и после него 6 pt, межстрочный интервал одинарный).

Название статьи набирается прописными буквами (шрифт «Times New Roman» 14 pt; жирный; выравнивание по левому краю; отступы слева и справа 1 см; автоматические переносы отключены; интервалы перед абзацем 6 pt, после него – 12 pt; межстрочный интервал одинарный).

Аннотация содержит 3–7 строк, характеризующих содержание статьи (шрифт «Times New Roman» 10 pt, курсив; выравнивание по ширине; отступы: слева и справа 1.5 см, первая строка 0.75 см; интервалы перед абзацем и после него 0 pt, межстрочный интервал одинарный).

Ключевые слова состоят из 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми, в конце их перечисления точка не ставится; шрифт «Times New Roman» 10 pt, жирный; выравнивание по левому краю; автоматические переносы отключены; интервалы перед абзацем 6 pt, после него 9 pt; межстрочный интервал одинарный).

Далее следует текст статьи.

После основного текста следует библиографический список, который включает:

➤ *заголовок* «Список литературы» набирается прописными буквами (шрифт «Times New Roman» 12 pt; выравнивание по центру; интервалы: перед абзацем 6 pt, после него 6 pt; межстрочный интервал «Одинарный»);

➤ *библиографическое описание источника* с порядковым номером ссылки на него по тексту, начиная с первого, выполненное по ГОСТ 7.3–2003. Библиографическое описание документа. Введ. 01.07.2004 / Госкомстандарт. М., 2004 (отдельным абзацем; шрифт «Times New Roman» 10 pt; первая строка с абзацным отступом 0.7 см; выравнивание по ширине; межстрочный интервал одинарный).

Библиографический список не должен превышать 10 (для обзорных заказных статей – 20) наименований: приводятся только источники, на которые есть ссылки в тексте (ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются).

Для создания *формул* используются встроенные возможности Word и (или) редактора MathType. Необходимо использовать следующие установки редактора формул. Размеры: «полный» 12 pt, «подстрочный» 10 pt, «под-подстрочный» 8 pt, «символ» 14 pt, «подсимвол» 12 pt; стили: текст, функция, число – шрифт «Times New Roman», вектор-матрица – шрифт «Times New Roman», жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт «Symbol», прямой; переменная – шрифт «Times New Roman», курсив; интервалы: перед формулой 6 pt, после нее 6 pt.

На каждый рисунок и таблицу в тексте статьи необходимо дать ссылку. Каждый рисунок и таблица должны быть пронумерованы (напр.: Рис. 1, Табл. 3).

Текст в *таблицах* печатается через 1 интервал, шрифт «Times New Roman»; основной текст 10 pt, индексы 8 pt. Нумерационный заголовок содержит слово «Таблица» и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними и без точки на конце); выравнивается по правому краю таблицы и выделяется светлым курсивом; интервалы: перед таблицей 4 pt, после нее 4 pt.

Рисунки цифрового формата (в электронном виде) создаются средствами Word или другими программами в черно-белом виде. Цветные рисунки не допускаются. Рисунки не редактируются. Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1.25 pt, вспомогательные (линии-выноски, оси, размерные линии) – 0.75 pt.

Описание содержания рисунка, а также введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи. Подпись под рисунком содержит только его номер (шрифт «Times New Roman», курсив, 10 pt) и располагается по центру рисунка. Все тексты и

обозначения на рисунке даются шрифтом размером 10 pt, индексы 8 pt с единичным межстрочным интервалом; цифровые обозначения на линиях выносок и номер рисунка даются курсивом. Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт «Times New Roman», курсив, 10 pt) ставятся внизу фрагмента; интервалы: перед рисунком 6 pt, после него 6 pt.

При невозможности представить электронные версии рисунков следует представить только твердые копии, обеспечивающие качественное воспроизведение рисунков после их сканирования (графики – черной тушью на белой бумаге, фотографии – на матовой бумаге размером не менее 9 × 12 см, не более 21 × 30 см).

Перечень основных тематических направлений журнала:

- Радиоэлектроника и телекоммуникации.
- Физика твердого тела и электроника.
- Информатика, управление и компьютерные технологии.
- Автоматизация и управление.
- Электротехника.
- Приборостроение и информационные технологии.
- Биотехнические системы в медицине и экологии.
- Управление качеством, инновационный и антикризисный менеджмент.
- Гуманитарные науки.
- История науки, образования и техники.
- Современные технологии в образовании.

Рукописи аспирантов печатаются бесплатно.

Технические вопросы можно выяснить по адресу: Izvestiya-leti@yandex.ru