Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

Ежемесячный журнал

7'2011

К 125-летию СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

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

Немов А. В., Тюфтяков Д. Ю. Применение пространственно-поляризационного фильтра помех в аппаратуре потребителей ГЛОНАСС 3

Громова К. Е., Пыко С. А., Ульяницкий Ю. Д. Статистический анализ данных позитронно-эмиссионной томографии 10

ФИЗИКА ТВЕРДОГО ТЕЛА И ЭЛЕКТРОНИКА

Асташенкова О. Н., Севостьянов Е. Н., Смирнова В. Н., Попов С. Д., Петров А. С. Исследование поверхностных дефектов автоэпитаксиальных слоев арсенида индия 16

ИНФОРМАТИКА, УПРАВЛЕНИЕ И КОМПЬЮТЕРНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Бутусов Д. Н., Прушенова Л. В., Решетов И. Н. Коррекция погрешности моделирования динамических систем, описываемых дифференциальными уравнениями первого и второго порядка 21

Воронин А. Ю., Зайцев В. С. Математическая модель гидролитосферных процессов месторождения минеральных вод 28

Соловьев И. С. Метод выделения короткопериодных флуктуаций в геомагнитном сигнале на основе вейвлет-преобразования 35

Никонов А. Н., Швец И. М., Цебоев В. В., Узенгер А. А. Реализация нейросетевого регулятора как непрерывной динамической системы на базе промышленных контроллеров Siemens SIMATIC 40

Каплун Д. И., Меркучева Т. В., Романов С. А., Сидорова *А. А.* Исследование эффектов квантования в цифровых фильтрах 46

Клионский Д. М., Миненков Д. В., Петриленков Е. О., Мотиенко Т. А. Применение гармонических вейвлетов в цифровой обработке сигналов 53

Седов А. В., Липкин М. С., Липкин С. М., Онышко Д. А., Липкин В. М. Математические модели адаптивных динамических систем экспресс-классификации металлов и сплавов ... 61

Прушенова Л. В., Петров Д. Л., Голубев И. А., Гагарин Г. С. Моделирование двухконтурной дискретной системы экстремального регулирования 66

АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ

Путов В. В., Шелудько В. Н., Чьен Н. К., Белградская Е. В. Непрямые адаптивные системы с параметрически настраиваемыми моделями для управления линейными объектами ... 71

Епифанов О. В., Жуков С. С., Микеров А. Г. Управление трехфазной синхронной машиной с постоянными магнитами в режиме вентильного двигателя с двухфазным усилительно-преобразовательным устройством 81

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Пронин М. В., Воронцов А. Г., Нахди Т., Кузин М. Е., Кистанова Е. В. Особенности моделирования электрических систем в Simulink и методики их расчета по взаимосвязанным подсистемам 88

Шумаков А. А. Смещение граничных и начальных условий при анализе динамики нелинейных электрических цепей с неравномерно распределенными нестационарными параметрами 96

Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ" 7'2011

Ежемесячный журнал

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Каюмов Р. А., Зиннуров Р.А., Богачев М. И., Шевченко С. Ю. Оценка несущей способности складчатого заполнителя трехслойных панелей авиационных конструкций *102*

Чубинский А. Н., Федяев А. А., Паврос К. С., Теплякова А. В. Прогнозирование прочности склеивания строганных пиломатериалов методом ультразвуковой диагностики *109*

БИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ В МЕДИЦИНЕ И ЭКОЛОГИИ

Казанцева А. Г., Захаров И. С. Разработка аппаратурного метода контроля токсичности водных сред по тест-реакции динамики гальванотаксиса инфузорий *116*

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ОБРАЗОВАНИИ

Лысенко Н. В., Резункова О. П., Резунков А. Г. Целевое профессиональное обучение специалистов для предприятий радиоэлектронного комплекса Санкт-Петербурга *125*

УПРАВЛЕНИЕ КАЧЕСТВОМ, ИННОВАЦИОННЫЙ И АНТИКРИЗИСНЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ

Звонцов А. В. Методологические проблемы антикризисного менеджмента *131*

Рябинина Е. А., Ященко В. В. Статистическое управление процессами с применением порядковой шкалы *134*

ГУМАНИТАРНЫЕ НАУКИ

Флаксман М. А. Звукоподражательная лексика английского языка с атипичным фонетическим развитием *141*

Сведения об авторах *146*

Правила представления рукописей авторами *152*

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:

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)»
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:
Е. Н. Паздниковой, М. В. Егоровой, А. А. Веселова

Подписано в печать 13.09.11 г.
Формат 60 × 84 1/8.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Гарнитура "Times New Roman".
Печ. л. 19.5.
Тираж 300 экз. (1-й завод 1–110 экз.)
Заказ 68.

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

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

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.396.96

А. В. Немов, Д. Ю. Тюфтяков

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ФИЛЬТРА ПОМЕХ В АППАРАТУРЕ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ГЛОНАСС[1]

Обоснована методология пространственно-поляризационного подавления помех в аппаратуре потребителей глобальных навигационных спутниковых систем на базе адаптивной фазированной антенной решетки. Сопоставлены результаты работы двух антенных пространственно-поляризационного и чисто пространственного фильтров помех. Проведено сравнение характеристик пространственно-поляризационного и пространственно-поляризационно-временного фильтров в условиях влияния неидентичности приемных трактов.

Пространственно-поляризационная обработка сигналов, фазированная антенная решетка, навигационная аппаратура потребителей, помехоустойчивость, неидентичность приемных каналов

По мере все более широкого применения глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), в частности ГЛОНАСС, в различных областях человеческой деятельности неуклонно возрастают требования к надежности, целостности, готовности и помехоустойчивости систем спутниковой радионавигации, что требует совершенствования навигационной аппаратуры потребителей (НАП). ГНСС в высокой степени уязвимы для разного рода помех вследствие низкой мощности системного сигнала у поверхности Земли. Так, для отечественной ГЛОНАСС, согласно интерфейсному контрольному документу, она составляет около –161 дБВт.

Известно значительное число зарубежных и отечественных публикаций (см., например, [1]–[4]), доказывающих, что источником повышения помехоустойчивости НАП ГНСС может быть использование в ее составе пространственных подавителей (фильтров) помех на базе фазированных антенных решеток (ФАР) с управляемой диаграммой направленности (ДН).

Улучшить ключевые характеристики пространственных методов повышения помехоустойчивости НАП можно используя в пространственной обработке сигналов информацию об их поляризации. Эта идея ранее использовалась в радиолокации.

1 Статья подготовлена при выполнении государственного контракта П1006 от 20.08.2009 г. на выполнение поисковых научно-исследовательских работ для государственных нужд.

В данной статье обосновывается методология пространственной фильтрации помех в ГЛОНАСС при учете характерной эллиптической поляризации сигналов от навигационных космических аппаратов (НКА) и источников организованных помех, а также дается оценка влияния неидентичности приемных трактов на качество пространственно-поляризационной фильтрации.

Проиллюстрируем процедуру поляризационной фильтрации сигналов. Рассмотрим падающую на приемную антенну электромагнитную волну с произвольной поляризацией (далее – сигнал). Дирекционная ось, проходящая через начало декартовой системы координат под углами θ (дополнительный угол места) и φ (азимут), характеризует направление распространения сигнала (рис. 1). Поляризационный эллипс сигнала находится в плоскости, перпендикулярной дирекционной оси, и имеет полуоси B^{φ} и B^{θ}. Пусть в момент прихода сигнала на антенну полуоси поляризационного эллипса направлены, как показано на рис. 1, тогда полуось B^{φ} параллельна плоскости $x0y$, а проекция полуоси B^{θ} на эту плоскость равна $B^{\theta}\cos\theta$. Очевидно, что проекции полуоси B^{φ} на оси x и y равны соответственно $B^{\varphi}\sin\varphi$ и $B^{\varphi}\cos\varphi$, а проекции вектора $B^{\theta}\cos\theta$ на оси x и y равны $B^{\theta}\cos\theta\cos\varphi$ и $B^{\theta}\cos\theta\sin\varphi$. Из геометрических соображений можно увидеть, что проекции на ось x разнонаправлены, а проекции на ось y, наоборот, однонаправлены. Исходя из этого, результирующее выражение для проекций принимает форму:

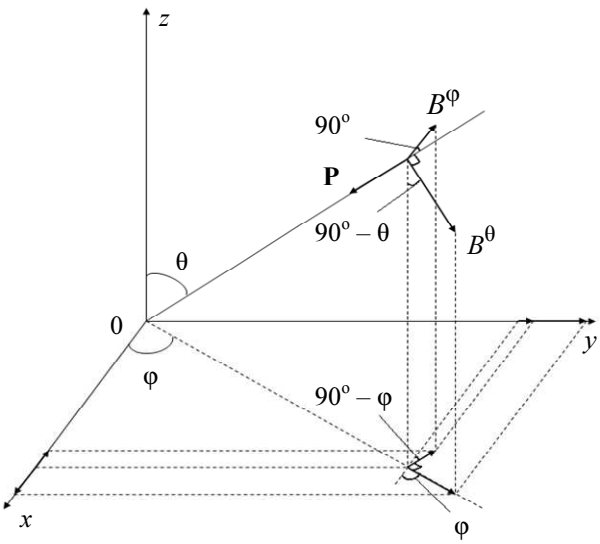


Рис. 1

$$\begin{cases} x = B^{\theta}\cos\theta\cos\varphi - B^{\varphi}\sin\varphi, \\ y = B^{\theta}\cos\theta\sin\varphi + B^{\varphi}\cos\varphi. \end{cases}$$

Представим приемную антенну, расположенную в начале системы координат, в эквивалентном виде двух ортогональных линейных вибраторов, сонаправленных осям x и y. Тогда можно записать выражение для напряжения на квадратурных поляризационных выходах приемной антенны, наводимого принимаемым сигналом:

$$\begin{cases} S^{x}(\varphi,\theta) = \mathbf{U}\cdot\exp(-i\cdot 2\pi f_0\tau)F^{x}(\varphi,\theta)(B^{\theta}\cos\theta\cos\varphi - B^{\varphi}\sin\varphi), \\ S^{y}(\varphi,\theta) = \mathbf{U}\cdot\exp(-i\cdot 2\pi f_0\tau)F^{y}(\varphi,\theta)i(B^{\theta}\cos\theta\cos\varphi - B^{\varphi}\sin\varphi), \end{cases} \quad (1)$$

где $\mathbf{U}$ – комплексная амплитуда напряжения принимаемого сигнала; i – мнимая единица; τ – задержка сигнала на приемной антенне; $F^{x}(\varphi,\theta)$, $F^{y}(\varphi,\theta)$ – диаграммы направленности x- и y-плеч в направлении (φ,θ) соответственно.

Используя (1) рассмотрим методы многоканального пространственно-поляризационного подавления помех на основе пространственно-поляризационно-временной (ППВОС) и пространственно-поляризационной (ППОС) обработки сигналов.

Пусть в общем случае ФАР с поляризационной обработкой имеет M антенн с ортогональными по поляризации выходами. Могут быть использованы антенны с двумя или тремя квадратурными выходами. За каждым выходом каждой антенны включен адаптивный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ), имеющий K отводов.

Далее рассматриваются ФАР, антенны которых имеют по 2 ортогональных выхода.

На рис. 2 представлена структура ФАР с квадратурными поляризационными выходами приемных антенн, реализующей алгоритм ППВОС. Задержки T равны интервалу дискретизации и используются для компенсации широкополосных эффектов рассеяния.

Вектор весовых коэффициентов (ВВК) для такой ФАР определим следующим образом:

$$\mathbf{W}^T = [w_{11}(K)w_{12}(K)...w_{M1}(K)w_{M2}(K)...w_{11}(1)w_{12}(1)...w_{M1}(1)w_{M2}(1)], \qquad (2)$$

где $w_{lp}(k)$ – весовой коэффициент для временного отвода k $(k = 1...K)$; p – поляризационный выход $(p = 1,2)$; l – антенный элемент $(l = 1...M)$.

Сигнал на выходе ФАР описывается как

$$y = \mathbf{W}^H \mathbf{X},$$

где $\mathbf{X}^T = [X_{1p}(K)...X_{Mp}(K)...X_{1p}(1)...X_{Mp}(1)]$; $X_{lp}(k)$ – комплексная амплитуда напряжения на временном отводе k, поляризационного выхода p, приемной антенны l.

По критерию минимизации мощности с ограничением оптимальный ВВК описывается выражением [4], [5]

$$\mathbf{W}_0 = \mu \mathbf{R}^{-1} \mathbf{W}(0),$$

где μ – нормировочный множитель; $\mathbf{W}(0) = [0...010...0]$ – начальный ВВК, собственно задающий ограничение. В данном случае все направления приема априорно равноценны. Единичный элемент ВВК имеет индекс $(K+1)/2$, где K – нечетное число, а корреляционная матрица определяется уравнением

$$\mathbf{R} = \mathrm{E}\left[\mathbf{X}^* \mathbf{X}^T\right], \qquad (3)$$

где $\mathrm{E}[\ ]$ – математическое ожидание при усреднении по ансамблю реализаций.

Для исключения из алгоритма вычислительно сложной процедуры обращения матриц метод по минимуму мощности можно записать в следующем виде, используя градиентный вывод [4], [5]:

$$\mathbf{W}_i = \mathbf{P}[\mathbf{W}_{i-1} - \mu \mathbf{R} \mathbf{W}_{i-1}] + \mathbf{W}(0), \qquad (4)$$

где

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T, \qquad (5)$$

вектор $\mathbf{C}$ – блочный, блоки являются векторами-столбцами, представляющими собой комплексные амплитуды напряжений на поляризационных выходах ФАР, наведенных идеальным точечным источником помехи. Параметр сходимости μ выбирается как число, обратное к максимальному собственному числу матрицы $\mathbf{R}$.

Таким образом, методология пространственно-поляризационной фильтрации сводится к формированию нулей ДН ФАР [4], при котором компенсируются пространственно-поляризационные составляющие помехового сигнала.

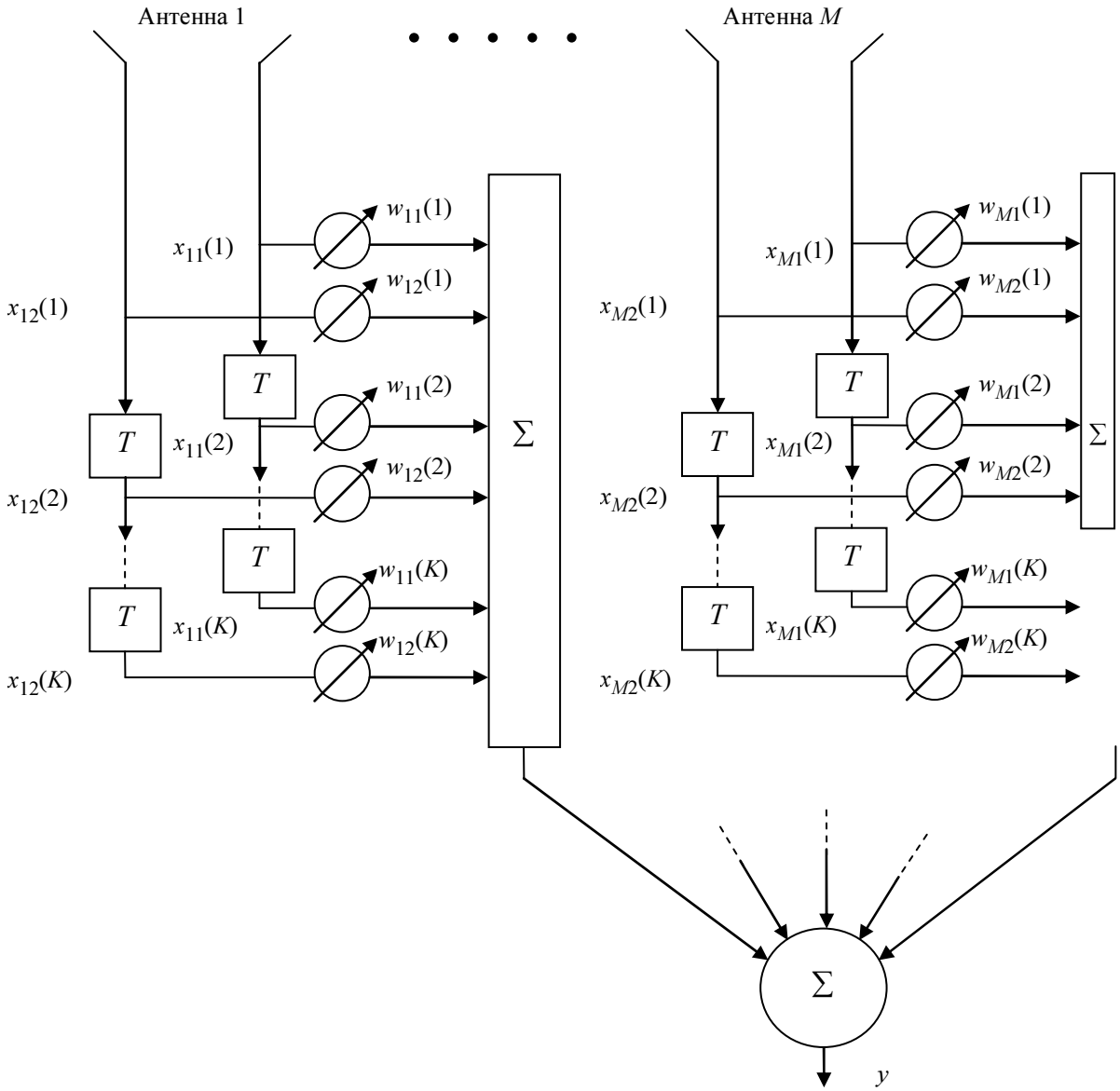


Рис. 2

Алгоритм ППОС по критерию минимума выходной мощности является частным случаем алгоритма ППВОС при количестве временных отводов K равном 1. Структурная схема ФАР, функционирующей по алгоритму ППОС, приведена на рис. 3.

Число степеней свободы ФАР на единицу меньше числа антенн, входящих в ее состав. Так, решетка из M антенн с чисто пространственной обработкой способна подавлять до $M - 1$ помех [3], [4]. При использовании ФАР, каждая из антенн которой имеет 2 ортогональных по поляризации выхода, это число возрастает до $2M - 1$. Таким образом, решетка с поляризационной обработкой, используя лишь половину площади, которая требуется в случае обычной решетки без поляризации, может обеспечить то же самое количество степеней свободы. Это важно в случае установки подавителей на борту летательных аппаратов или в персональном переносном оборудовании, где площадь антенной системы жестко лимитирована. При этом обеспечивается обнаружение полезных сигналов в значительной части верхнего полупространства, что является существенным преимуществом алгоритмов ППВОС и ППОС над алгоритмами чисто пространственной обработки сигналов (ПОС).

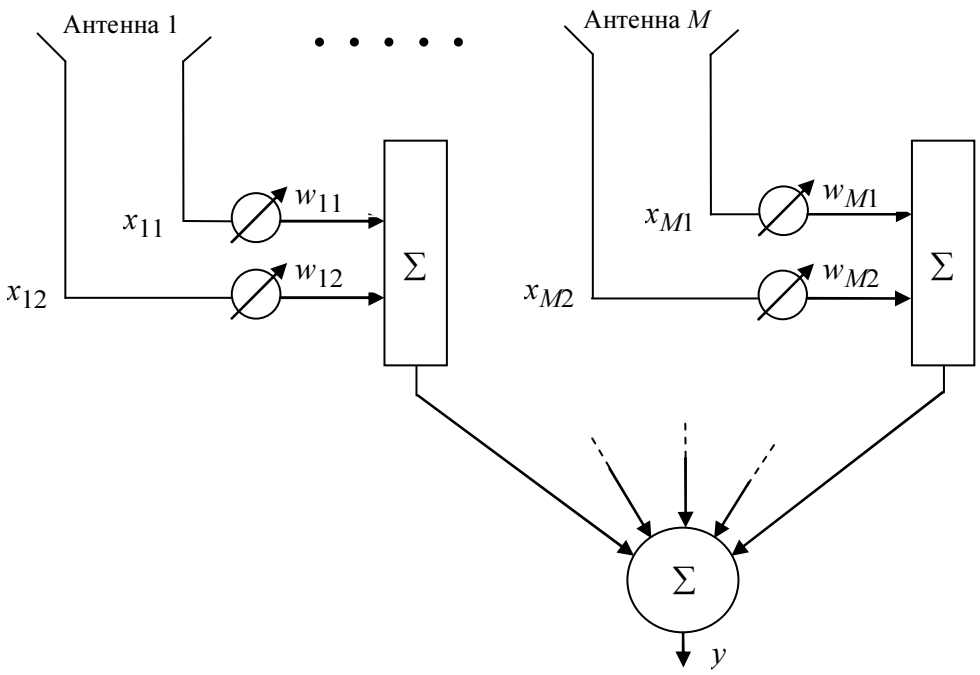


Рис. 3

Для оценки потенциально достижимых характеристик пространственно-поляризационных фильтров помех с помощью относительно дешевых одной или двух антенных систем в среде MATLAB на основе выражений (2)–(5) разработана модель ФАР на базе ППОС и ППВОС для системы ГЛОНАСС. Численный анализ характеристик ФАР выполнен в ряде сигнально-помеховых обстановок, перечень которых приведен в табл. 1. В процессе моделирования определен коэффициент подавления широкополосных помех для различных вариантов их поляризации, а также отношение сигнал/помеха + шум (ОСПШ) на выходе ФАР.

В табл. 2 представлены результаты моделирования одноантенного пространственно-поляризационного фильтра помех на базе ППОС. В скобках указаны величины полуосей эллипсов поляризации полезного сигнала и помехи соответственно. Моделирование проведено для помеховых обстановок № 1 и № 2, так как одноантенный ППОС-фильтр обладает лишь одной степенью свободы.

Таблица 1

Сигнально-помеховая обстановка	Количество помех	Суммарная мощность помех[2], дБ	Координаты (азимут; дополнительный угол места[3]) источников помех, …°	Координаты (азимут; дополнительный угол места) источника полезного сигнала, …°
№ 1	1	40,0	(10;90)	(0;0)
№ 2	1	40,0	(40;30)	(0;20)
№ 3	3	44,8	(10;10), (40;25), (70;40)	(0;20)
№ 4	3	44,8	(20;25), (120;55), (200;80)	(0;0)

Таблица 2

Сигнально-помеховая обстановка	Коэффициент подавления помехи, дБ			Выходное ОСПШ, дБ		
	ППОС (0,5; 0,5) (0,5; 0,5)	ППОС (0,5; 0,5) (0,1;0,9)	ППОС (0,5; 0,5) (0,9; 0,1)	ППОС (0,5; 0,5) (0,5; 0,5)	ППОС (0,5; 0,5) (0,1;0,9)	ППОС (0,5; 0,5) (0,9; 0,1)
№ 1	77,8	78,6	78,6	–21,8	–21,7	–21,8
№ 2	77,1	80,0	80,3	–21,7	–21,7	–21,7

[2] Измеряется относительно мощности собственных шумов НАП в полосе обработки.

[3] Дополнительный угол места – угол, дополняющий угол места до 90°.

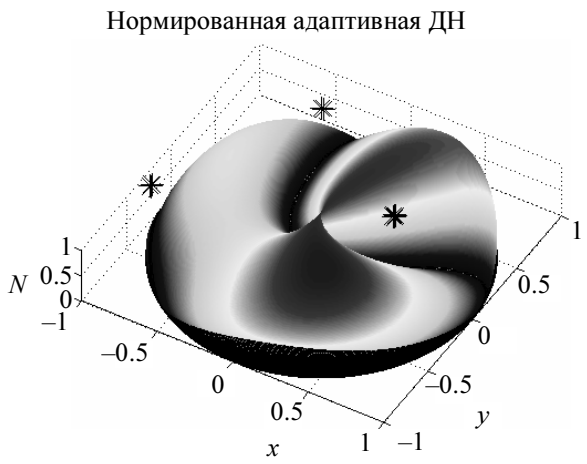


Рис. 4

Ниже представлены результаты моделирования двухантенной ФАР, функционирующей по алгоритму ППОС, с квадратурными поляризационными выходами приемных антенн (правой и левой круговой поляризации) и проведено ее сравнение с ФАР на базе ПОС.

В табл. 3 для ряда алгоритмов обработки приведены значения коэффициента подавления помех, а в табл. 4 – значения отношение ОСПШ на выходе ФАР. В ходе моделирования отношение сигнал/шум на входе подавителя составляло –20 дБ, отношение помеха/шум принималось равным 40 дБ для каждой помехи. Исследование проведено для сигнально-помеховых обстановок № 1–4 (см. табл. 1).

Таблица 3

Сигнально-помеховая обстановка	Алгоритмы			
	ПОС	ППОС (0,5; 0,5) (0,5; 0,5)	ППОС (0,5; 0,5) (0,1;0,9)	ППОС (0,5; 0,5) (0,9; 0,1)
	Коэффициент подавления помехи, дБ			
№ 1	44,0	50,8	50,8	50,8
№ 2	52,2	57,3	57,3	57,2
№ 3	14,7 16,3 22,3	65,9 66,5 60,2	66,4 67,1 60,8	66,5 66,9 60,9
№ 4	–1,6 –0,6 23,7	59,9 52,7 49,6	61,2 52,2 51,4	74,5 51,8 65,5

Таблица 4

Сигнально-помеховая обстановка	Без обработки	Алгоритмы			
		ПОС	ППОС (0,5; 0,5) (0,5; 0,5)	ППОС (0,5; 0,5) (0,1;0,9)	ППОС (0,5; 0,5) (0,9; 0,1)
	Выходное ОСПШ, дБ				
№ 1	–60,0	–18,5	–22,3	–22,2	–22,3
№ 2	–60,0	–41,1	–25,8	–47,5	–22,1
№ 3	–64,8	–62,3	–34,1	–69,1	–30,4
№ 4	–64,8	–62,1	–44,6	–25,9	–23,2

Низкие значения выходного ОСПШ для алгоритма ППОС в отдельных ситуациях (см. табл. 2, 4) обусловлены «неблагоприятным» для сигнала НКА сочетанием поляризации и взаимного пространственного расположения источников помех и полезного сигнала в конкретной сигнально-помеховой обстановке.

Работу двухантенного пространственно-поляризационного фильтра помех иллюстрирует рис. 4, на котором изображена нормированная адаптивная ДН ФАР в случае действия трех широкополосных помех (сигнально-помеховая обстановка № 4, см. табл. 1). ДН построена в декартовых координатах. Величины, откладываемые по координатным осям, безразмерные и представляют собой проекции радиуса-вектора (оси абсцисс и ординат) на источник пробного сигнала и нормированную ДН (ось аппликат).

Необходимо отметить, что на практике результаты, представленные в табл. 2–4, труднодостижимы по причине влияния неидентичности приемных трактов НАП, а также невысокой развязки между ортогональными выходами антенн. При этом методы ППВОС могут оказаться более эффективными за счет наличия цепей цифровой коррекции АЧХ и ФЧХ приемных трактов.

Были сопоставлены характеристики алгоритмов ППОС и ППВОС для двухантенной ФАР в нескольких сценариях неидентичности, параметры которых заданы в табл. 5.

Таблица 5

№ п/п	Мощность помехи, дБ	Координаты (азимут; дополнительный угол места) источника помехи, …°	Координаты (азимут; дополнительный угол места) источника полезного сигнала, …°	ΔA, дБ	Δf, кГц	$\Delta\psi$, …°	$\Delta\tau_{ГР}$, нс	ΔP, %
1	10	(75;80)	(160;30)	0,5	50	10	5	0
2	10	(75;80)	(160;30)	1,0	100	20	10	30
3	20	(75;80)	(25;20)	0,5	50	10	5	0
4	20	(75;80)	(25;20)	1,0	100	10	10	15
5	30	(75;80)	(150;20)	0,5	50	10	5	15
6	40	(75;80)	(150;20)	1,0	50	20	5	15

В табл. 6 приведены значения коэффициента подавления помехи, а также ОСПШ на выходе ФАР для алгоритмов ППОС и ППВОС в указанных сценариях.

Таблица 6

Сценарий неидентичности	Коэффициент подавления помехи, дБ		Выходное ОСПШ, дБ	
	ППОС (0,5;0.5) (0,5;0.5)	ППВОС (0,5;0.5) (0,5;0.5)	ППОС (0,5;0.5) (0,5;0.5)	ППВОС (0,5;0.5) (0,5;0.5)
№ 1	26,7	33,2	–20,9	–28,9
№ 2	23,7	28,4	–21,3	–28,5
№ 3	30,4	36,1	–21,8	–28,9
№ 4	26,6	32,5	–22,7	–27,9
№ 5	29,3	32,7	–24,2	–22,3
№ 6	31,7	33,4	–34,8	–30,4

В качестве резюме может быть отмечено следующее:

1) одноантенный фильтр помех обеспечивает эффективное подавление одиночной широкополосной или любой иной мощной помехи;

2) использование алгоритмов ППОС для двухантенной ФАР увеличивает число эффективно подавляемых помех, действующих на НАП, с одной до трех (при произвольной поляризации помех);

3) в большинстве рассмотренных сигнально-помеховых ситуаций двухантенная ФАР на базе ППОС выигрывает у ПОС по выходному ОСПШ, однако возможны «провалы» ОСПШ ППОС для определенных комбинаций взаимного положения в пространстве и поляризации помех и сигнала НКА;

4) для одно- и двухантенной ФАР использование ППВОС нецелесообразно, так как в большинстве ситуаций ППВОС проигрывает, хотя и незначительно, ППОС по выходному ОСПШ, несмотря на обеспечение большего коэффициента подавления помехи. Данный факт объясняется повышенным подавлением полезного сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Navigation accuracy and interference rejection for an adaptive GPS antenna array / D. S. De Lorenzo, J. Rife, P. Enge, D. M. Akos // ION GNSS 19th Intern. technical meeting of the Satellite division, 26-29 September 2006, Fort Worth, USA.

2. Space navigation with beam steering GPS receiver technology / K. Gold, R. Silva, R. Worrell, A. Brown // ION 59th annual meeting/CIGTF 22nd guidance test symposium, 23-25 June 2003, Albuquerque, USA.

3. Возможности пространственной режекции помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем / С. Б. Писарев, А. В. Немов, А. М. Иванов, М. М. Фуксов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2003. Вып. 2. С. 61–72.

4. Немов А. В., Тюфтяков Д. Ю. Электронные методы управления диаграммой направленности антенных систем в приложении для навигационной аппаратуры потребителей глобальных навигационных спутниковых систем // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 3. С. 67–75.

5. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Пер. с англ.; Под ред. В. А. Лексаченко. М.: Радио и связь, 1986.

A. V. Nemov, D. Y. Tyuftyakov

SPACE-POLARIZATION JAMMING FILTER IN APPLICATION TO GLONASS USER EQUIPMENT

Space-polarization jamming cancellation strategy based on adaptive phased antenna array in application to GLONASS navigation user equipment is validated. Results of two-antenna space-polarization jamming filtering and only spatial jamming filtering are compared. Comparison of space-polarization and space-time-polarization filtering under the impact of reception path nonidentity is provided.

Space-polarization signal processing, phased antenna array, navigation user equipment, interference immunity, reception path nonidentity

УДК 519.23: 616-073.756.8

К. Е. Громова, С. А. Пыко, Ю. Д. Ульяницкий

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ДАННЫХ ПОЗИТРОННО-ЭМИССИОННОЙ ТОМОГРАФИИ

Представлены результаты анализа данных позитронно-эмиссионной томографии с использованием РФП ^{11}C-метионина и ^{18}F-ФДГ для исследования структуры опухоли головного мозга. Разработан программный модуль, который позволяет определить границы опухоли и провести количественный анализ накопления РФП. Предложено 3 метода определения границ опухоли, приведен их сравнительный анализ. Произведен статистический анализ накопления РФП серым и белым веществами головного мозга. Выявлены значимые отличия в накоплении ^{18}F-ФДГ серым веществом.

Позитронно-эмиссионная томография, радиофармпрепараты, ^{11}C-метионин, ^{18}F-ФДГ, статистический анализ, метод Манна-Уитни, пороговый метод, контрастный метод, корреляционный метод

Позитронно-эмиссионная томография (ПЭТ) – исследовательский метод ядерной медицины, позволяющий отслеживать распределение в организме радиофармпрепаратов (РФП), представляющих собой биологически активные соединения, меченные позитрон-излучающими радиоизотопами. Наиболее часто в клинической практике при исследованиях больных с опухолями головного мозга используются РФП ^{11}C-метионин и ^{18}F-фтордизоксиглюкоза (ФДГ), имеющиеся в распоряжении многих ПЭТ-центров [1], [2]. В процессе ПЭТ-исследования позитрон-эмитирующий радиоизотоп вводится пациенту внутривенно или путем ингаляции. После этого изотоп циркулирует в кровяном русле и достигает ткани головного мозга. Как только происходит аннигиляция, томограф регистрирует локализацию изотопа и вычисляет его концентрацию.

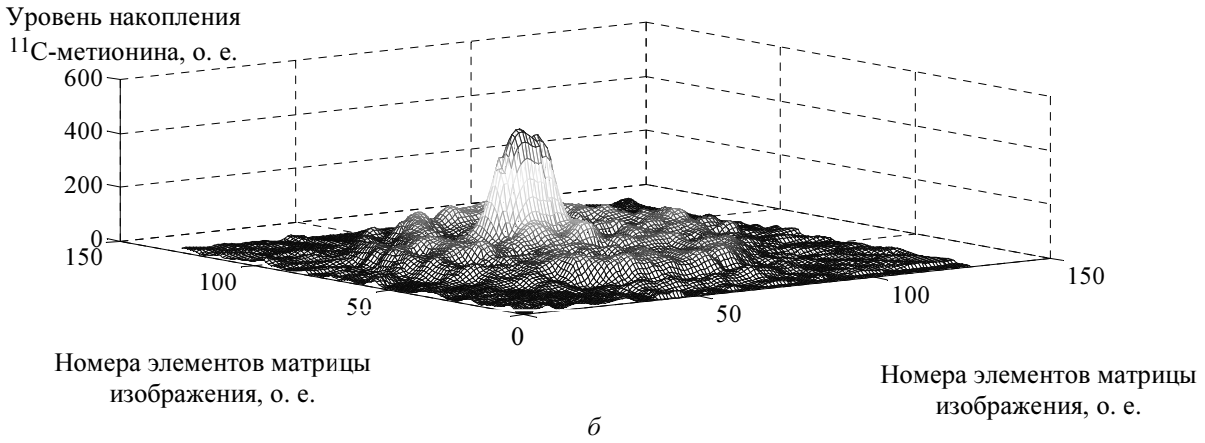
Целью проведенных исследований были изучение структуры опухоли и количественный анализ характерных особенностей ПЭТ-изображений головного мозга. В качестве объектов исследования использовались томограммы больных глиомами и контрольной группы испытуе-

мых, полученные в Санкт-Петербургском институте мозга человека РАН с помощью позитронно-эмиссионного томографа для исследования головного мозга PC 2048-15B фирмы Scanditronix (Швеция). Томограф имеет следующие технические характеристики. Трансаксиальное пространственное разрешение (в плоскости одного среза) составляет 6,5 мм в центре поля зрения и 7,7 мм на расстоянии 9 см от центра поля зрения. Аксиальное пространственное разрешение (расстояние между срезами) равно 6,5 мм. Минимальный элемент изображения (пиксел) имеет размеры 2 × 2 × 6,5 мм. Матрица изображения имеет размеры 128 × 128 × 15.

Разработанное в рамках данного исследования программное обеспечение позволяет осуществить чтение файлов данных, соответствующих отдельным срезам ПЭТ-изображения мозга и содержащих информацию об уровнях накопления ^{11}C-метионина и ^{18}F-фтордизоксиглюкозы; построение плоскостных и объемных изображений с указанием линий уровня одинакового накопления радиоизотопов, определение границ опухоли и перитуморозной зоны шириной 1 см, представляющей собой кольцо вокруг опухоли; расчет средних уровней накопления используемых РФП в области опухоли и перитуморозной зоне, а также в симметричных областях «здорового» полушария головного мозга. Для автоматизации межсубъектного сравнения индивидуальные изображения приведены к стандартной форме – координатному пространству стереотаксического атласа Талайрака, отражающего анатомо-функциональное строение мозга.

На рис. 1 показаны в плоскостном (рис. 1, *а*) и объемном (рис. 1, *б*) представлениях уровни накопления ^{11}C-метионина для одного среза ПЭТ-изображения. Высота каждой точки изображения пропорциональна уровню накопления соответствующего РФП.

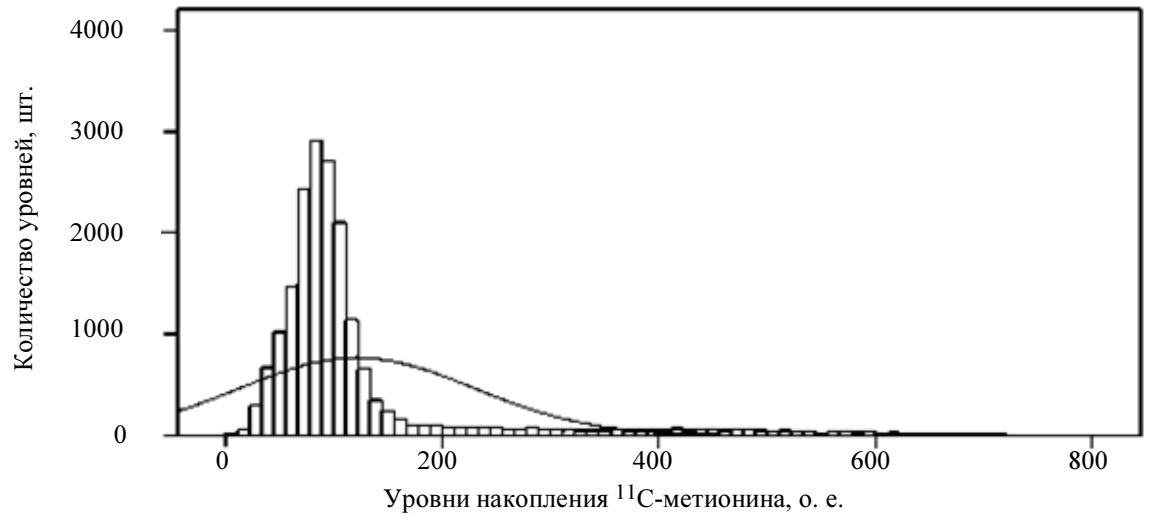
а



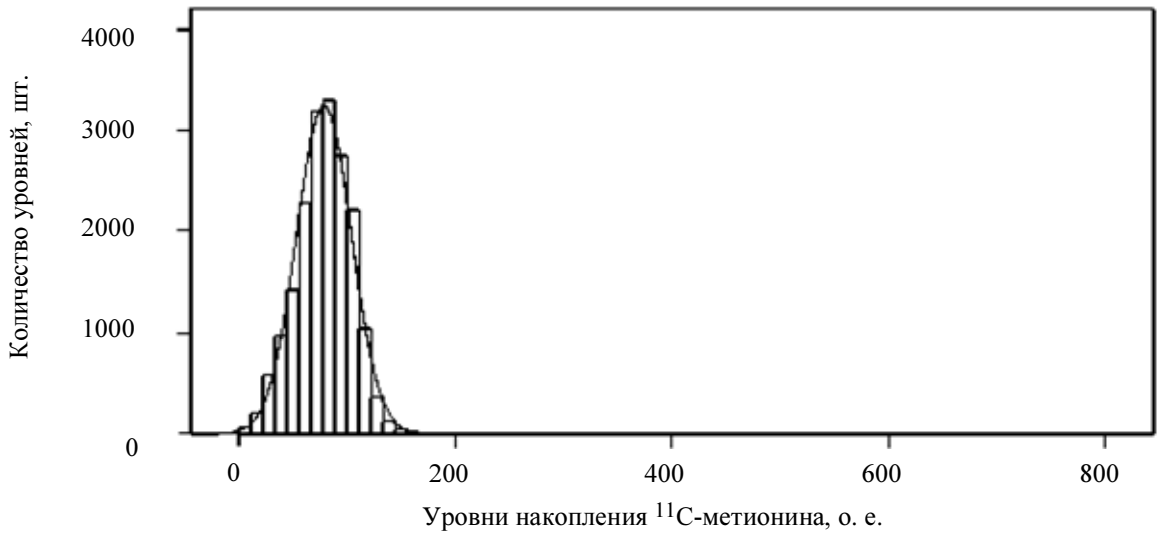
б

Рис. 1

Характер накопления ^{11}C-метионина существенно отличается от характера накопления ^{18}F-фтордизоксиглюкозы [3], [4]. Местоположению опухоли соответствует область с наибольшим накоплением ^{11}C-метионина. Это связано с низким накоплением метионина в нормальном веществе мозга, что позволяет четко визуализировать опухолевую ткань. Максимальное накопление глюкозы может и не соответствовать центру опухоли, что подтверждается статистическим анализом уровней накопления РФП в обоих полушариях головного мозга у больных и контрольной группы. Анализ уровня накопления ФДГ в основном применяется для определения степени злокачественности опухоли. На рис. 2 показаны гистограммы уровней накопления ^{11}C-метионина в пораженном опухолью (рис. 2, *а*) и здоровом (рис. 2, *б*) полушариях головного мозга. На гистограммы наложены кривые, соответствующие нормальному распределению. Статистический анализ уровней накопления ^{11}C-метионина в пораженном и здоровом полушариях мозга по методу Манна–Уитни показал их значимые отличия (на уровне значимости 0,001).



а



б

Рис. 2

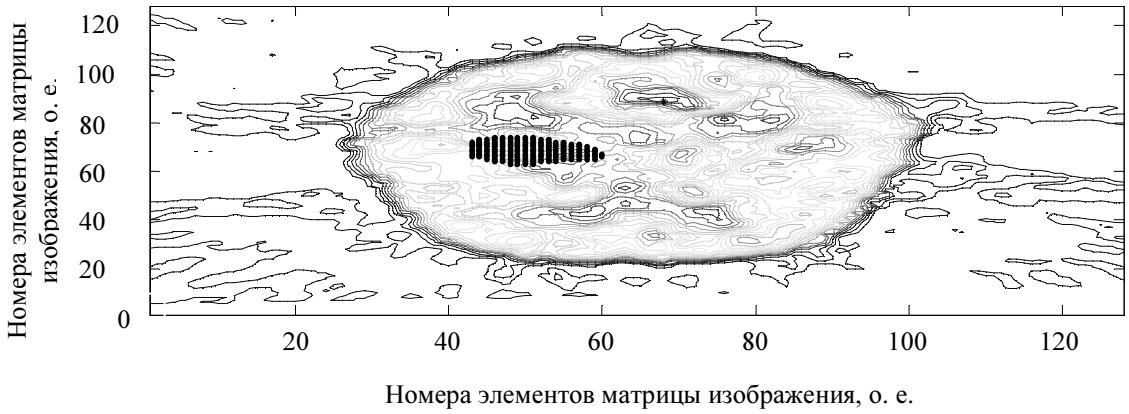
С учетом выявленных отличий при автоматизированном определении границ опухоли целесообразно опираться именно на уровень накопления метионина. В рамках данного исследования было реализовано 3 метода определения границ опухолевой зоны: пороговый, контрастный и корреляционный. При использовании порогового метода в область опухоли включаются все элементы среза, для которых уровень накопления метионина превышает выбранный порог, составляющий некоторую долю (например, 50 %) от максимального уровня метионина в данном срезе. Контрастный метод ориентирован на расположение опухоли только в одном полушарии мозга. В результате сравнения средних уровней накопления РФП в левом и правом полушариях определяется здоровое полушарие. В качестве исходных данных используется предварительный анализ распределения уровня накопления метионина в здоровом полушарии. На основании желаемого значения вероятности ошибки первого рода (принятия решения о наличии опухоли при ее отсутствии) выставляется порог. Принадлежащими опухоли считаются точки пораженного полушария, для которых уровень накопления превышает данный порог. Корреляционный метод также предполагает наличие опухоли лишь в одном из полушарий мозга и основан на отсутствии значимых различий в накоплении РФП левым и правым полушариями здорового человека. При отсутствии опухоли коэффициент корреляции накопления метионина в левом и правом полушариях весьма высок и составляет для группы исследованных пациентов 0,891 ± 0,002. При использовании данного метода в зону опухоли включаются области среза, для которых коэффициент корреляции по строкам и столбцам матрицы уровней накопления, соответствующей срезу, оказывается меньше выбранного порога. При реализации данных методов учитывается связность точек, включаемых в границы опухоли. На рис. 3, *а–в* представлены границы опухоли для одного среза томограммы, определенные соответственно пороговым методом (порог равен 50 % от максимального уровня накопления), контрастным методом (вероятность ошибки первого рода равна 0,00001) и корреляционным методом (порог для коэффициента корреляции равен 0,7). Очевидно, что при обоснованном подборе порогов реализованные методы дают сопоставимые результаты, однако пороговый метод существенно проще в реализации и не требует расположения опухоли строго в одном полушарии головного мозга.

Ввиду решающего значения точности локализации опухоли для лечения больного применять автоматизированные методы определения границ опухоли необходимо под контролем врачей-специалистов.

Значительный интерес для диагностики представляет сравнительный анализ уровней накопления ^{18}F-ФДГ отдельными анатомическими структурами, попавшими в перитуморозную зону и соответствующую симметричную область здорового полушария (референтную зону) [5], [6].

Проведенные в связи с этим исследования для группы пациентов Института мозга человека РАН позволили выявить следующие закономерности. Уровень накопления глюкозы в сером веществе мозга внутри перитуморозной зоны составляет 0,887 ± 0,103, в референтной зоне – 0,998 ± 0,158. Уровень накопления глюкозы в белом веществе мозга внутри перитуморозной зоны составляет 0,709 ± 0,095, в референтной зоне – 0,747 ± 0,091. Данные приведены к суммарному накоплению глюкозы в каждом срезе. Особенности рас-

пределения уровней накопления ^{18}F-ФДГ в белом и сером веществах головного мозга иллюстрируются боксовыми диаграммами, представленными на рис. 4, *а–б* соответственно, в пораженном опухолью полушарии (1) и здоровом полушарии (2) головного мозга. Статистический анализ полученных данных по методу Манна–Уитни выявил значимые отличия (на уровне значимости 0,001) в уровнях накопления глюкозы в сером веществе мозга. Значимых отличий в накоплении глюкозы в белом веществе не выявлено.



а

б

в

Рис. 3

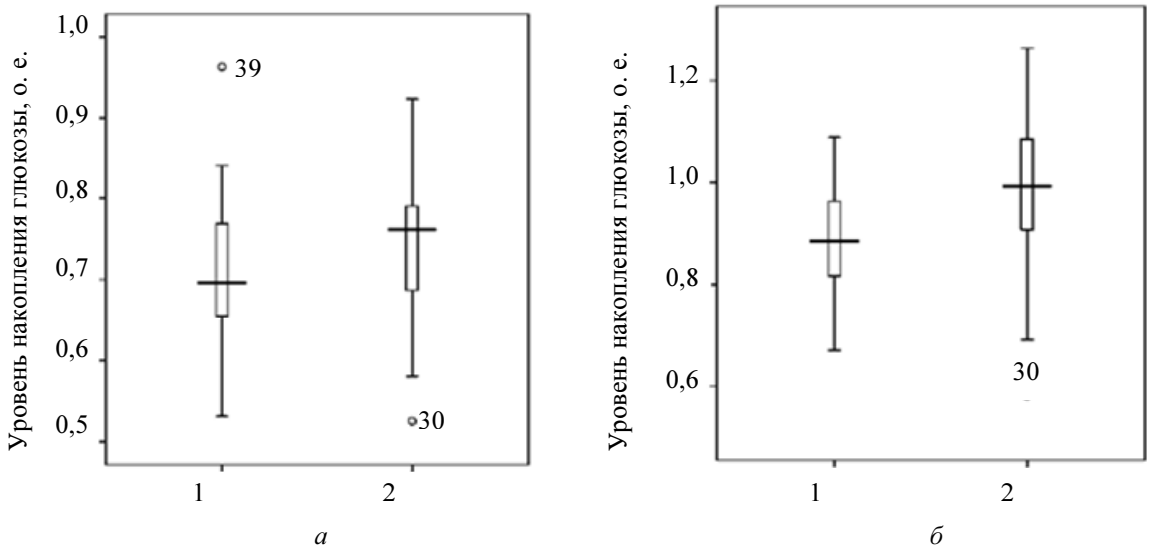


Рис. 4

Использование методов и программного обеспечения, разработанных в рамках проведенных исследований, позволит более успешно решать такие значимые для здравоохранения задачи, как уточнение опухолевого генеза очагового образования головного мозга, определение точных границ и размеров опухоли при неясных КТ или МРТ данных, определение степени злокачественности опухолей, выбор мишени для стереотаксической биопсии, мониторинг эффективности лучевой и химиотерапии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Эмиссионная томография. Основы ПЭТ и ОФЭКТ / Под ред. М. Н. Верника и Д. Н. Арсвольда. М.: Техносфера, 2008.

2. ПЭТ-исследование радикальности оперативного удаления церебральных глиом / З. Л. Бродская, Т. Ю. Скворцова, М. С. Рудас и др. // Медицинская визуализация. 2002. № 4. С. 45–53.

3. Сравнительная оценка радиофармпрепаратов в ПЭТ диагностике опухолей головного мозга / Т. Ю. Скворцова, З. Л. Бродская, М. С. Рудас и др. // Медицинская визуализация. 2001. № 1. С. 67–74.

4. Brain Abnormalities Detected on Whole-Body ^{18}F-FDG PET in Cancer Patients:Spectrum of Findings / E. Stubbs, J. Kraas, K. A. Morton, P. B. Clark // A.J.R. 2007. Vol. 188. P. 866–873.

5. Особенности метаболизма перитуморозной зоны глиом полушарий большого мозга по данным позитронно-эмиссионной томографии (клинико-томографические сопоставления) / В. Н. Очколяс, С. В. Можаев, Г. В. Катаева, Б. К. Шанявский // Мат. Всерос. науч.-практ. конф. «Поленовские чтения» , 27-30 апреля 2008 г.

6. Формирование очаговых симптомов глиом полушарий большого мозга как результата метаболических изменений перифокальной зоны / В. Н. Очколяс, С. В. Можаев, Б. К. Шанявский, Г. В. Катаева // Мат. Всерос. науч.-практ. конф. «Поленовские чтения», 6-10 апреля 2010.

K. E. Gromova, S. A. Pyko, Y. D. Uljanitski

STATISTICAL ANALYSIS OF POSITRON EMISSION TOMOGRAPHY DATA

^{11}C-methionine and ^{18}F-FDG positron emission tomography data are processed to investigate the brain tumor in patients with cancerous growth. A new software module is created. It allows to represent the isotope uptake in planar and three-dimensional forms; to determine the boundary of brain tumor; and to analyze the isotope uptake levels in the field of brain-growth and around it. Three methods designed to determine the boundary of brain tumor are suggested and its comparative analysis is given. The statistical analysis of accumulation of radiopharmaceuticals in grey and white brain substance is performed. The significant difference in ^{18}F-FDG accumulation in grey matter is established.

Positron emission tomography, radiopharmaceuticals, ^{11}C-methionine, ^{18}F-FDG, statistical analysis, method of Mann–Whitney test, the threshold method, contrast method, the correlation method

УДК 620.186.5

О. Н. Асташенкова, Е. Н. Севостьянов,
В. Н. Смирнова, С. Д. Попов, А. С. Петров

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ ДЕФЕКТОВ АВТОЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СЛОЕВ АРСЕНИДА ИНДИЯ

С использованием растровой электронной микроскопии, атомносиловой микроскопии и оптической микроскопии высокого разрешения исследованы структурные дефекты на поверхности эпитаксиальных структур арсенида индия, выращенных методом газофазной эпитаксии по хлоридно-гидридной методике. В результате проделанной работы определены возможности различных методик для исследования структурных дефектов на поверхности слоя арсенида индия, сделаны выводы о природе дефектов и определены пути их устранения.

Арсенид индия, автоэпитаксиальные структуры, эпитаксия из газовой фазы, структурные дефекты, поверхностные дефекты

Автоэпитаксиальные структуры арсенида индия используются при создании вакуумных фотоприемных устройств (ИК ФПУ), чувствительных в диапазоне около 3 мкм [1]. Диаметр мишени ИК ФПУ составляет 76 мм. Получение структур такого диаметра с бездефектной поверхностью является основной трудностью при разработке приборов.

В настоящей статье приведены результаты исследований структурных дефектов, обычно возникающих на поверхности слоев арсенида индия в процессе эпитаксии из газовой фазы, и сделаны предположения о причинах их появления.

Автоэпитаксиальные слои арсенида индия выращивались методом эпитаксии из газовой фазы по хлоридно-гидридной методике. Выращивание производилось на модернизированной промышленной установке ЭТР-100 с вертикальным реактором открытого типа при атмосферном давлении в потоке водорода. В качестве источника мышьяка использовался концентрированный арсин высокой чистоты. В верхней части реактора располагался контейнер с индием марки ИН-0000, через который пропускался газообразный хлористый водород. Взаимодействуя с индием, хлористый водород образовывал летучий монохлорид индия, который, смешиваясь с арсином, поступал в центральную часть реактора, где располагался кварцевый подложкодержатель на три подложки. В процессе роста подложкодержатель вращался со скоростью 10 об/мин вокруг оси реактора. В качестве подложек использо-

вались монокристаллические пластины арсенида индия диаметром 76 мм, ориентированные в плоскости (100) и легированные серой до концентраций $n = (1.0…1.5)10^{18}$ см$^{-3}$. Перед наращиванием слоев подложки подвергались предэпитаксиальной подготовке, включавшей в себя последовательное кипячение в толуоле, ацетоне и изопропиловом спирте, затем промывку деионизованной водой, после чего производилось травление в течение 15 с в комплексоне (200 мл H_2O_2 с 40 мл NH_4OH), с последующей промывкой в деионизованной воде.

Влияние технологических факторов на характеристики получаемых слоев были рассмотрены в статье [2]. В настоящей статье представлены результаты исследований структур, полученных в условиях, обеспечивающих достижение максимально высоких значений электрофизических параметров. Слои имели толщину от 2 до 12 мкм. Концентрация носителей заряда и подвижность при температуре 77 К составляли, соответственно, $n = (1.5…3.0)10^{15}$ см$^{-3}$ и $\mu = (1.0…1.2)10^5$ см^2/(В · с).

Для исследования структурных дефектов использовались растровый электронный микроскоп «Quanta INSPECT» с приставкой для рентгеноспектрального микроанализа «EDAX», атомно-силовой микроскоп (АСМ) «СОЛВЕР P47H-PRO» и волоконно-оптический микроскоп высокого разрешения KH-7700 фирмы «Hirox».

При исследовании морфологии поверхности эпитаксиальных слоев арсенида индия было выявлено три основных типа дефектов.

Во-первых, это выступы на поверхности слоя высотой от нескольких десятых до нескольких единиц микрометров. Было замечено, что плотность таких дефектов изменяется от 0.1 до 5 см$^{-2}$ и коррелирует с запыленностью в рабочем помещении. На рис. 1 показана 3D-модель подобного дефекта, полученная с использованием АСМ.

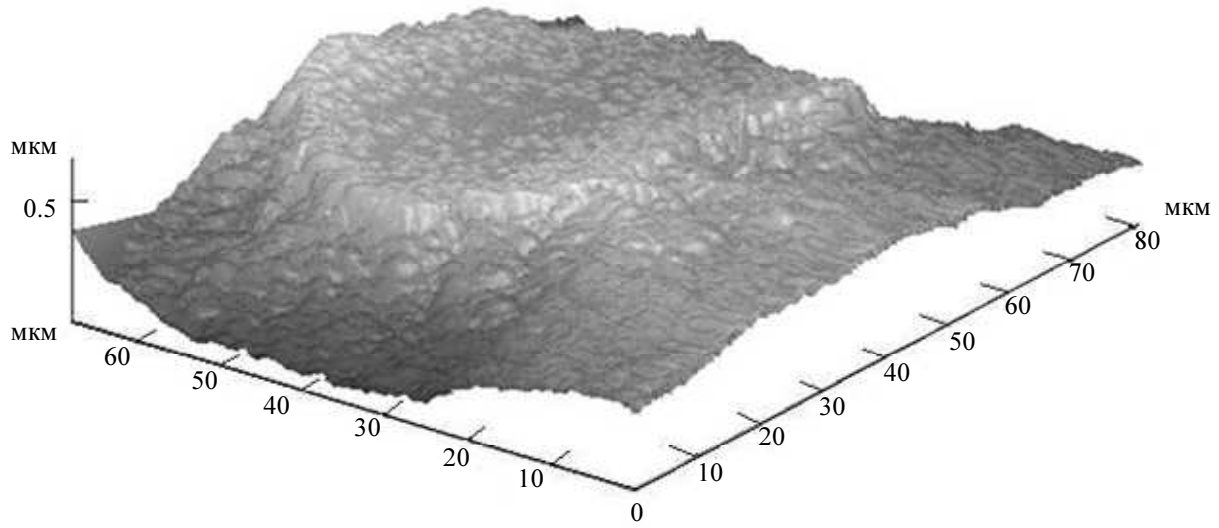


Рис. 1

Исследование элементного состава данного дефекта методом рентгеноспектрального микроанализа на растровом электронном микроскопе с приставкой для рентгеноспектрального микроанализа показало, что в пределах чувствительности метода – это чистый арсенид индия. Ранее было показано [2], что дефекты такого типа зарождаются вблизи границы раздела «подложка – слой» и увеличиваются в размерах с увеличением толщины эпитаксиального слоя.

Авторы настоящей статьи предполагают, что появление дефектов данного типа связано с наличием на поверхности подложки инородных частиц, которые изменяют механизм роста. Их появление может быть вызвано как некачественной отмывкой, так и пылинками, осевшими на поверхность подложки в момент её загрузки в реактор.

Кроме бугров на поверхности слоев часто встречаются дефекты в виде ямок с поперечными размерами от нескольких десятков до нескольких сотен микрометров. Дефекты такого типа наблюдаются далеко не на каждой структуре, но когда они наблюдаются, их плотность может достигать 10 см$^{-2}$.

На рис. 2 и 3 представлены внешний вид такого дефекта и 3D-модель соответственно, полученные с помощью АСМ. Как видно из 3D-модели, глубина ямки составляет около 2 мкм, что соответствует толщине слоя данного исследуемого образца.

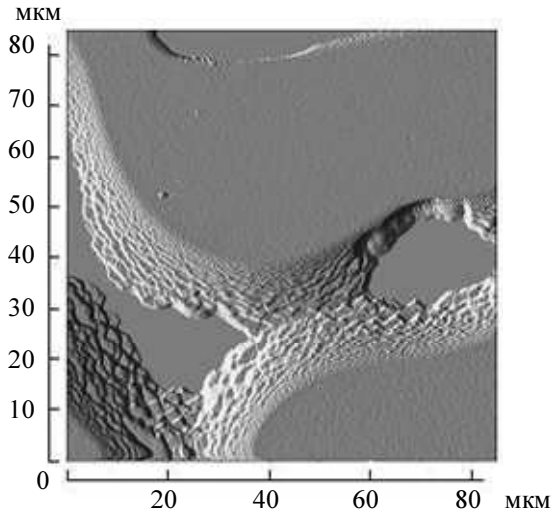


Рис. 2

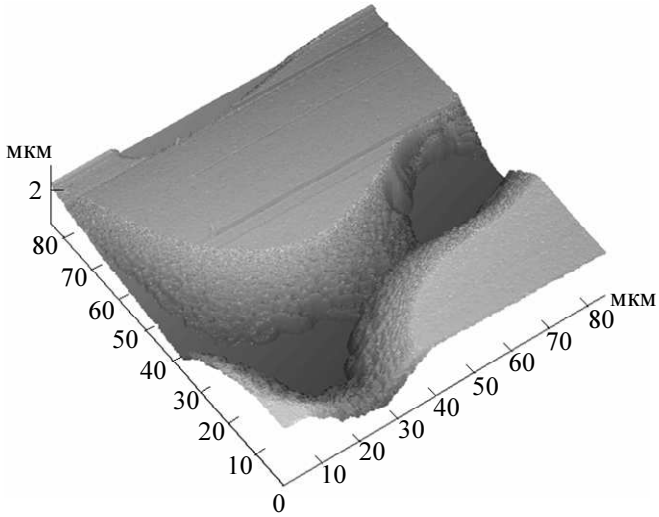


Рис. 3

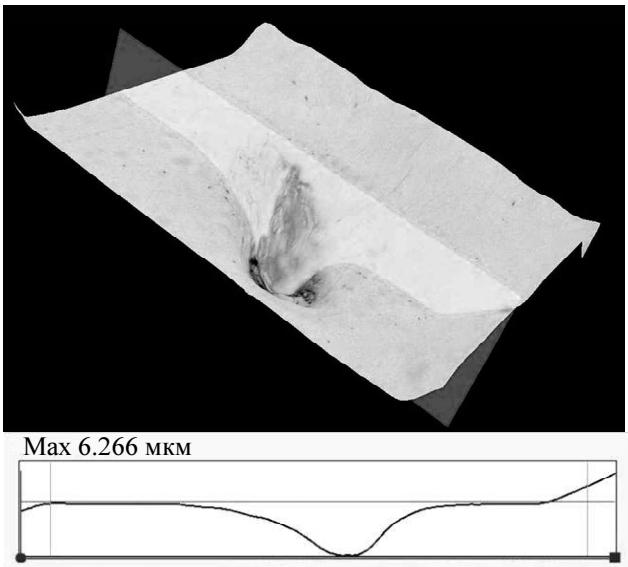


Рис. 4

Дефекты этого типа также исследовались с помощью оптической микроскопии высокого разрешения. На рис. 4 показаны 3D-модель и профиль дефекта. В данном случае глубина дефекта составляет около 6 мкм, что также соответствует толщине слоя структуры. Таким образом, можно предположить, что возникновение таких дефектов связано с блокированием процесса эпитаксиального роста, по-видимому, обусловленного наличием слоев оксида, соли или органики на поверхности подложки, не удалённых в процессе предэпитаксиальной подготовки.

Кроме крупных ямок достаточно характерным дефектом являются скопления мелких ямок, обычно сгруппированных в окрестностях крупных дефектов, как выступов, так и крупных ямок. Поперечные размеры мелких ямок обычно составляют от 0.5 до 2 мкм, а глубина – до нескольких десятых микрометра. Внешний вид этих дефектов и профиль поверхности представленны на рис. 5 и 6 соответственно.

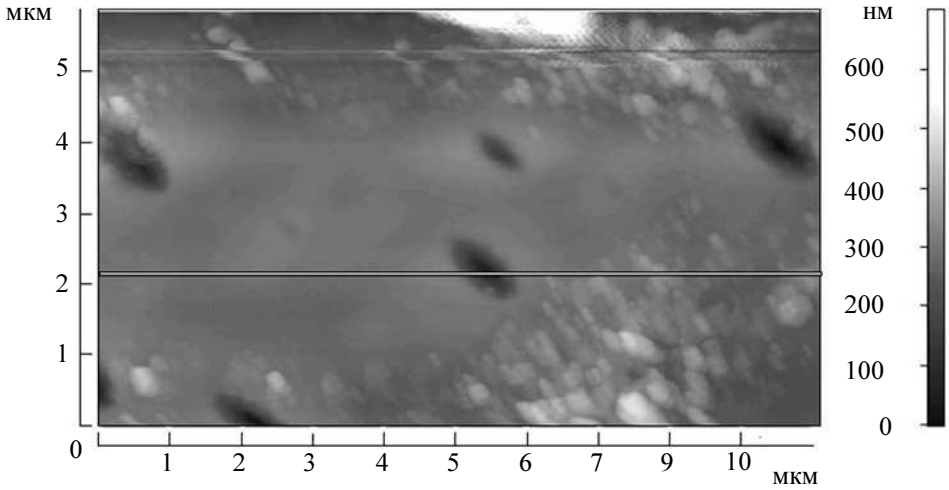


Рис. 5

Плотность мелких ямок в непосредственной близости от крупных дефектов может достигать 10^4 см$^{-2}$.

Скопление мелких ямок, наблюдаемое в микроскопе высокого разрешения, показано на рис. 7. Видно, что боковые стенки этих дефектов имеют характерную кристаллографическую огранку.

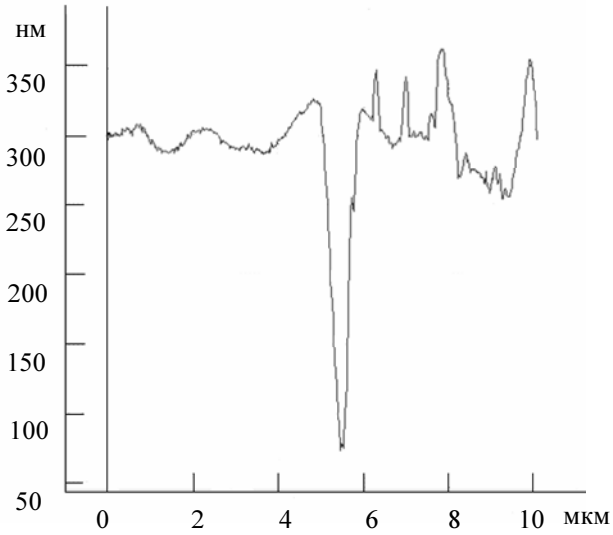


Рис. 6

Известно [3], что аналогичные дефекты наблюдались на слоях арсенида галлия, полученных методами МОС – гидридной и молекулярно-лучевой эпитаксии. Там их появление связывалось с локальным торможением фронта кристаллизации, возникающим в результате попадания на поверхность роста либо загрязнений различного рода, либо избытка мышьяка.

Локализация мелких ямок вокруг более крупных дефектов – выступов и крупных ямок позволяет предположить, что они имеют одну и ту же причину возникновения. По-видимому, это локальные загрязнения поверхности подложки, возникающие из-за некачественной отмывки подложки перед эпитаксией или при загрузке подложки в реактор. Точечное локальное загрязнение служит центром неконтролируемого роста разориентированных кристаллитов арсенида индия, что проявляется в виде выступа, или блокиру-

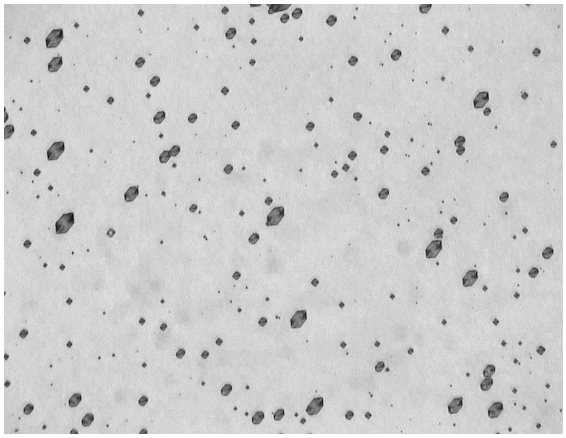


Рис. 7

ет эпитаксиальный рост, что проявляется в виде крупной ямки. Испарение этого загрязнения во время роста слоя в окрестностях центрального дефекта приводит к загрязнению и локальному торможению фронта кристаллизации и возникновению скопления мелких ямок.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что основной причиной возникновения дефектов на поверхности автоэпитаксиальных слоев арсенида индия являются загрязнения подложек вследствие некачественной предэпитаксиальной подготовки или осаждения посторонних частиц на поверхность подложки в процессе её загрузки в реактор. Мелкие ямки и в отдельных случаях выступы удается убрать подполировкой поверхности слоя после эпитаксии. Крупные ямки подполировкой принципиально не убираются. Для их устранения необходимо совершенствовать технологию предэпитаксиальной подготовки подложек.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ковтонюк Н. Ф., Мисник В. П., Соколов А. В. Видиконы, чувствительные в средней инфракрасной области с фотомишенями на структурах полупроводник – диэлектрик // Прикладная физика. 2005. № 6. С. 134–140.

2. Автоэпитаксиальные структуры арсенида индия для ИК ФПУ / Д. М. Грамма, А. С. Петров, С. Д. Попов и др. // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2008. № 7. С. 13–18.

3. Преобладающие дефекты в эпитаксиальных слоях арсенида галлия, выращенных МОС-гидридным методом в «кинетическом» режиме / А. А. Краснов, А. А. Акмаров, В. А. Иванов и др. // Поверхность (Физика, химия, механика). 1991. № 11. С. 159–160.

O. N. Astashenkova, E. N. Sevostyanov, V. N. Smirnova, S. D. Popov, A. S. Petrov

INVESTIGATION OF SURFACE DEFECTS AUTOEPITAXIAL LAYERS OF INDIUM ARSENIDE

Structural defects on the surface of epitaxial indium arsenide grown by CVD have been investigated. To investigate the defects were used: scanning electron microscopy, atomic force microscopy and optical microscopy of high resolution. As a result of work done: possibilities of different methods for investigation of structural defects on the surface layer of indium arsenide were determined, nature of defects and ways to elimination them were identified.

Indium arsenide, autoepitaxial layers, CVD method, structural defects, surface defects

УДК 658.512:004.42, 658.512:519.87

Д. Н. Бутусов, Л. В. Прушенова, И. Н. Решетов

КОРРЕКЦИЯ ПОГРЕШНОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ, ОПИСЫВАЕМЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМИ УРАВНЕНИЯМИ ПЕРВОГО И ВТОРОГО ПОРЯДКА[1]

Рассматривается методика коррекции решения классических дифференциальных уравнений гармонического осциллятора и звена первого порядка. Методика основана на применении аналитических выражений, описывающих погрешность вычисления интеграла методом последовательного интегрирования. Приведены скорректированные импульсные и цифровые модели уравнения.

Динамическая система, импульсная система, цифровая система, численный метод интегрирования

Одним из способов описания динамических систем является представление их в виде передаточных функций. Передаточные функции высокого порядка могут быть представлены в виде передаточных звеньев второго и первого порядка. При подобном представлении имеет смысл повысить точность реализации каждого звена системы, что приведет к уменьшению общей погрешности. Рассматриваемая коррекция численного решения ОДУ в основном ориентирована на аппаратную реализацию управляемых систем (например, цифровых фильтров) на ПЛИС.

Исследуем возможность реализации коррекции линейного звена 1-го порядка с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{\omega}{s + 2\zeta\omega}. \tag{1}$$

Перейдем от передаточной функции (1) к нормальной форме Коши:

$$\frac{dy_2}{dt} = \omega x(t) - 2\zeta\omega y_2. \tag{2}$$

Аналитическое решение уравнения (2) при $\omega x(t) = \text{const}$ имеет вид

$$y(t) = 1 - e^{-2\zeta\omega t}.$$

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011).

Перейдем от непрерывной модели системы (2), структурная схема которой показана на рис. 1, к эквивалентной импульсной модели (рис. 2). Скорректируем решение уравнения 1-го порядка согласно методике, изложенной в [1]. Времена запаздывания для импульсных элементов системы назначим в соответствии с выражениями, приведенными в [1].

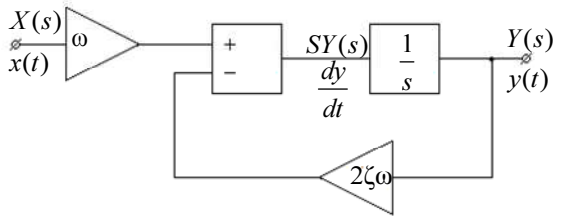


Рис. 1

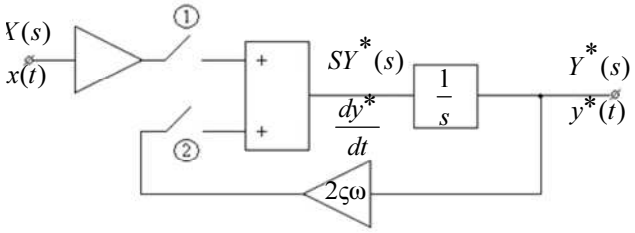


Рис. 2

Моменты срабатывания ключей на рис. 2 соответствуют значениям времен запаздывания Δ_1 = 0,125, Δ_2 = 0,250. Во втором процессоре значения времен запаздывания Δ_1 = 0,875, Δ_2 = 0,750 соответственно.

На рис. 3 представлен двухпроцессорный вариант Simulink-модели, соответствующей схеме на рис. 2.

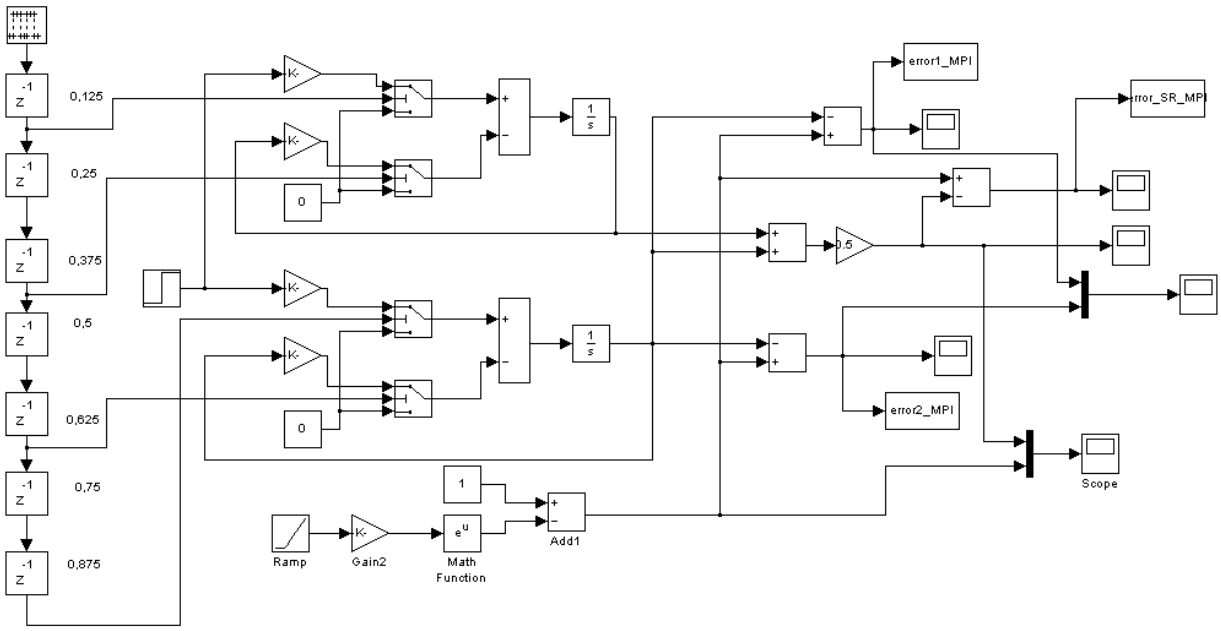


Рис. 3

В результате моделирования с шагом интегрирования T_s = 0,001 с и временем переходного процесса 5 с получены графики погрешностей решений в каждом из процессоров (кривые *1* и *2* на рис. 4, *а*) и погрешности усредненного значения (рис. 4, *б*)

Рассмотрим уравнение гармонического осциллятора:

$$y'' + \omega^2 y = 0. \tag{3}$$

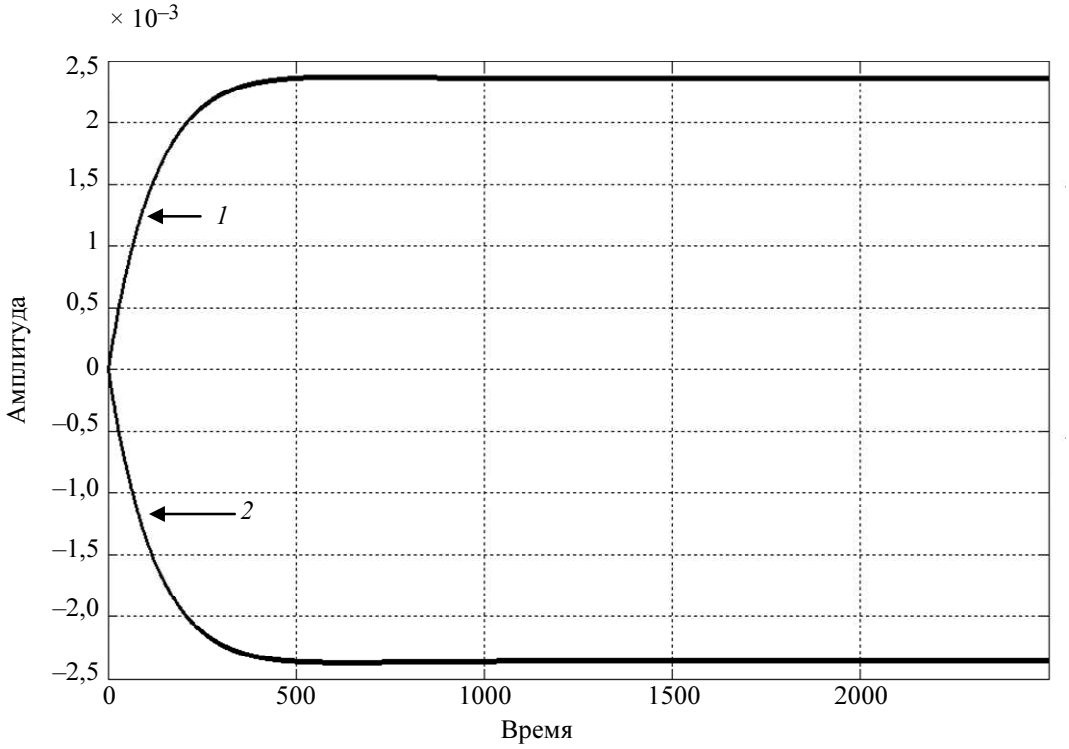
Перейдем к нормальной форме Коши:

$$\begin{cases} y_1' = -\omega y_2; \\ y_2' = \omega y_1. \end{cases} \tag{4}$$

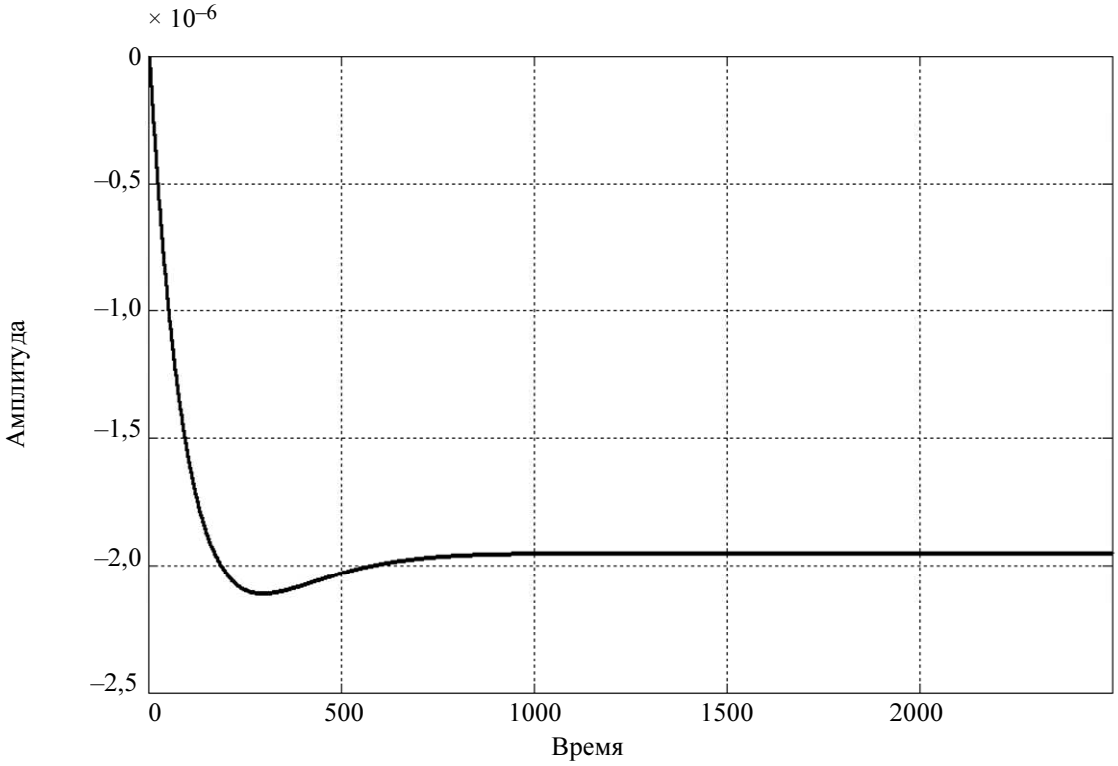
Найдем корни характеристического полинома для (3):

$$r^2 + \omega^2 = 0,$$

$$r_{1,\,2} = 0 \pm \omega i.$$



а



б

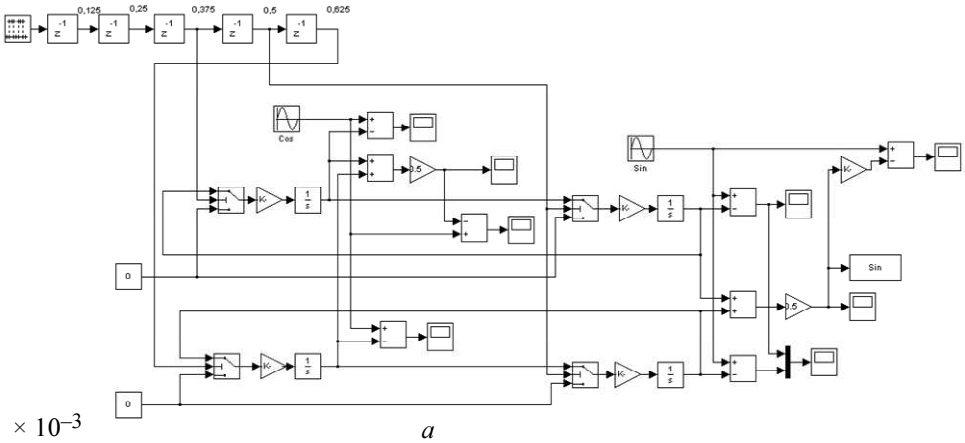
Рис. 4

Аналитическое решение уравнения (3) при заданных начальных условиях

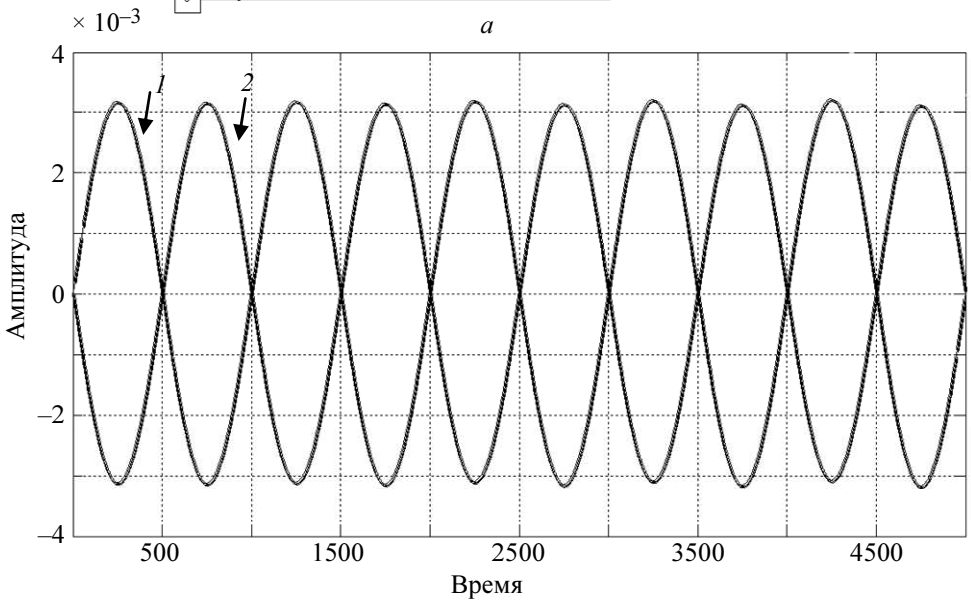
$$y(t) = \sin \omega t.$$

Построим Simulink-модель решения системы (4). Для обеспечения максимальной точности применяемых «непрерывных» интеграторов выберем самый точный из имеющихся в инструментальной системе численных методов – метод ODE 8 (Dormand-Prince). Шаг интегрирования зададим равным 0,001 с при времени решения, равном 5 с. Для удобства анализа результатов моделирования возьмем $\omega = 2\pi$.

На рис. 5, *а* приведена блок-диаграмма импульсной модели уравнения (4), а на рис. 5, *б* – результаты ее исполнения – графики погрешностей вычисления переменной в каждом из процессоров. На рис. 6 приводится график погрешности усредненного значения в сравнении с погрешностью метода Рунге–Кутта 2-го порядка. Кривая *1* соответствует ошибке по y_1, кривая *2* – по y_2. В табл. 1 приведены результаты компьютерного моделирования.



а



б

Рис. 5

Таблица 1

Имя переменной	Максимальная погрешность решения в первом процессоре	Максимальная погрешность решения во втором процессоре	Максимальная погрешность усредненного значения
y_1	0.003139024288966	0.003190701642487	$4.91208786803*10^{-5}$
y_2	$5.167761231231*10^{-5}$	$5.167761231231*10^{-5}$	$5.167761231231*10^{-5}$

Скорректируем решение системы (4) согласно методике, изложенной в [1]. Для этого вычислим коэффициент коррекции по формуле

$$K_{\text{кор}} = \frac{2\sin\left(\dfrac{\omega T_0}{2}\right)}{\omega T_0 \cos[\omega T_0 (0,5-\Delta)]}.$$

Вычислив значение коэффициента при Δ = 0,5, проведем коррекцию решения (рис. 5) изменив коэффициенты компьютерной модели. Результаты компьютерного моделирования системы (4) с коррекцией представлены в табл. 2.

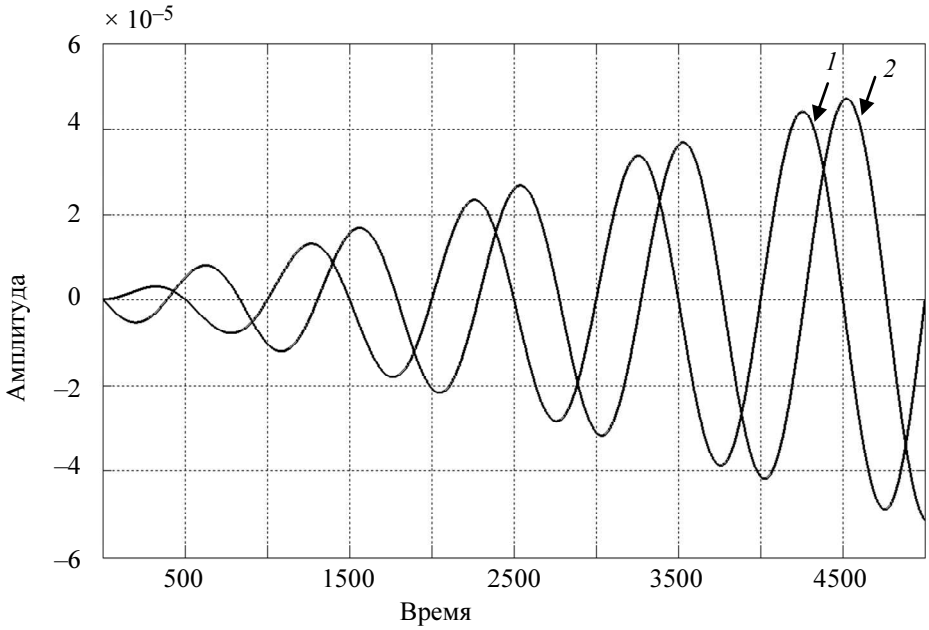


Рис. 6

Таблица 2

Имя переменной	Максимальная погрешность решения первого процессора	Максимальная погрешность решения второго процессора	Максимальная погрешность усредненного значения
y_1	0.0031416029890	0.0031416029891	$1.11022302*10^{-14}$
y_2	$4.9348225030*10^{-6}$	$4.934822576*10^{-6}$	$4.934822508*10^{-6}$

Очевидно, что усреднение значений решения не дает эффекта, поскольку погрешности решения для обоих процессоров имеют одинаковый знак. Однако из рис. 7 видно изменение поведения погрешности по сравнению с рис. 6.

Теперь погрешность имеет вид незатухающих колебаний, что позволяет провести еще одну коррекцию, найдя максимальное значение y_2 и вычислив коэффициент по формуле

$$K_{\sin} = \frac{1}{y_{2\max}}.$$

В результате второй коррекции получим следующие результаты (табл. 3).

Таблица 3

Имя переменной	Максимальная погрешность решения в первом процессоре	Максимальная погрешность решения во втором процессоре	Максимальная погрешность усредненного значения
y_1	0.0031416029891	0.0031416029890	$1.110223024*10^{-14}$
y_2	$4.934822503*10^{-6}$	$4.93482250*10^{-6}$	$9.436895709*10^{-15}$

Из рис. 8 и табл. 3 видно, что погрешность компьютерной реализации после второй коррекции определяется точностью представления числовых данных типа double и практически равна 0.

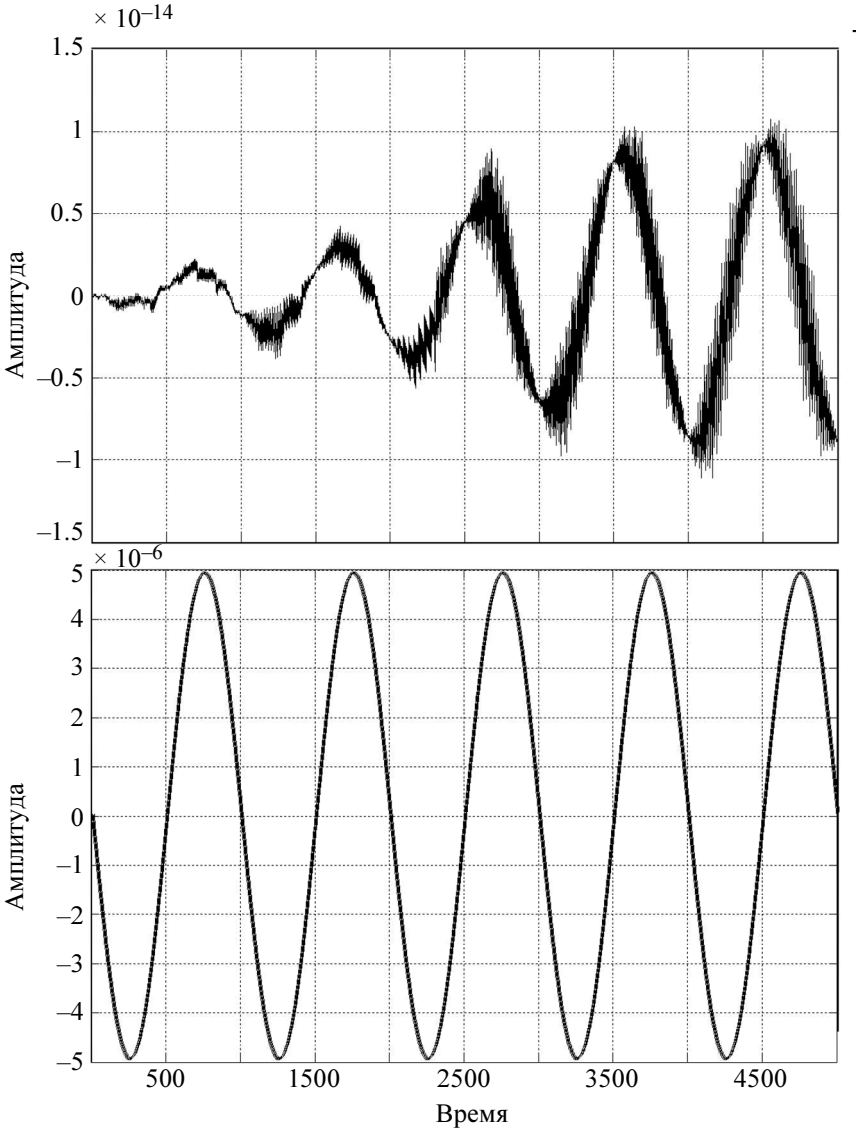


Рис. 7

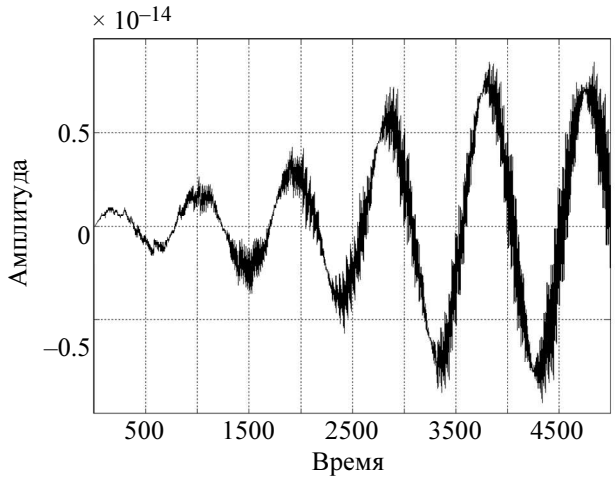


Рис. 8

Переход к цифровой модели требует замены непрерывных интеграторов на блоки умножения и суммирования с накоплением результата. Блок-диаграмма модели решения системы (4) с цифровыми интеграторами приведена на рис. 9.

Рассчитаем корректирующие коэффициенты для шага 0,01 и изменим параметры блоков. В табл. 4 приведены значения погрешностей решения системы (4) методом ПИ и методами Рунге–Кутта 2-го и 4-го порядков при шаге 0,01 с.

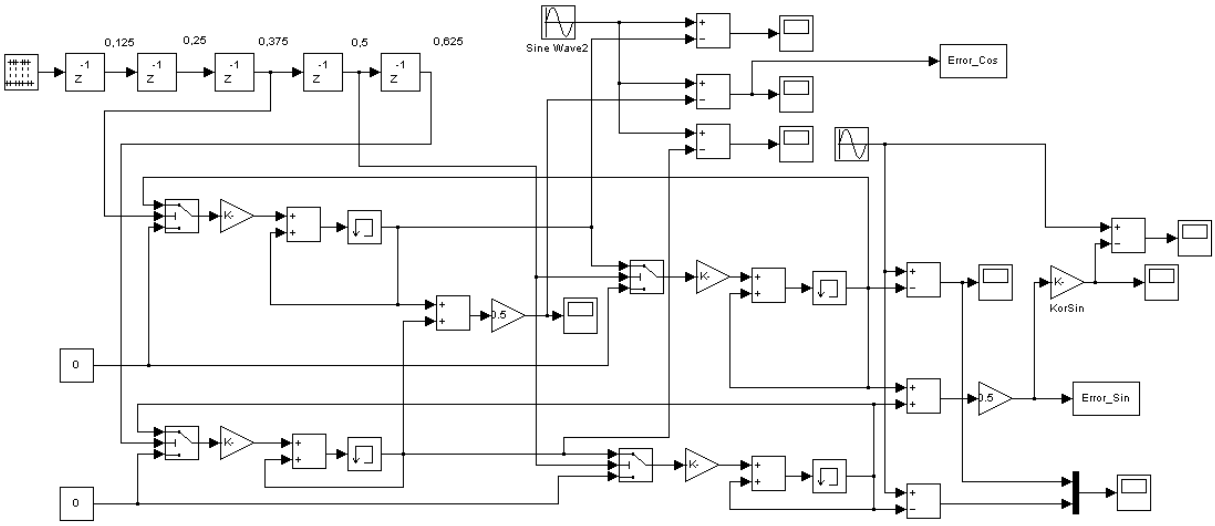


Рис. 9

Таблица 4

Метод последовательного интегрирования			
Имя переменной	Максимальная погрешность решения в 1-м процессоре	Максимальная погрешность решения во 2-м процессоре	Максимальная погрешность усредненного значения
y_1	$4.9368323714*10^{-4}$	$4.93683237*10^{-4}$	$3.719247132*10^{-15}$
y_2	0.0314262660432	0.0314262660455	$5.440092820*10^{-15}$
Метод Рунге–Кутта 2-го порядка			
y_1	0.020639061806329		
y_2	0.019654989833941		
Метод Рунге–Кутта 4-го порядка			
y_1	$2.843382012408802*10^{-5}$		
y_2	$2.991302502796882*10^{-5}$		

Из табл. 4 видно, что при одинаковом шаге интегрирования метод ПИ точнее методов Рунге–Кутта 2-го и 4-го порядков. Стоит отметить, что погрешность методов Рунге–Кутта быстро растет с увеличением числа периодов.

Таким образом**,** подтверждена возможность коррекции погрешности метода ПИ при решении задачи Коши на примере гармонического осциллятора до значения, определяемого длиной машинного слова.

Методы Рунге–Кутта 2-го и 4-го порядков имеют расходящийся характер погрешности, заметный при получении решения на нескольких периодах.

При тех же параметрах моделирования погрешность методов РК2 и РК4 составляет $10^{-2}\ldots10^{-6}$, метода ПИ – практически отсутствует.

Предложенный способ коррекции может быть эффективно использован при построении высокоскоростных решателей, а также точных генераторов гармонических сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жуков К. Г., Бутусов Д. Н. Анализ и коррекция погрешности цифровых интеграторов встраиваемых систем управления // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2009. № 6 (91). С. 17–25.

2. Жуков К. Г. Методы и средства реализации последовательно-параллельных интегрирующих структур: Автореф. дис. … канд. техн. наук. Л., 1988.

3. Ту Ю. Т. Цифровые и импульсные системы автоматического управления / Под. ред. В. В. Солодовникова. М.: Машиностроение, 1964.

4. Жуков К. Г. Анализ погрешности цифровых интеграторов в Simulink // Проектирование научных и инженерных приложений в среде MATLAB: Тр. Всерос. науч. конф. / ИПУ РАН. М., 2004.

5. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления / Пер. с англ. М.: Машиностроение, 1986.
6. Жуков К. Г., Бутусов Д. Н. Коррекция погрешности решения уравнения гармонического осциллятора методом последовательного интегрирования // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2010. № 6.

D. N. Butusov, L.V. Prushenova, I.N. Reshetov

THE CORRECTION OF ERRORS IN DYNAMIC SYSTEMS OF 1ST AND 2ND ORDER MODELING

In article the new method of correction for solving classical differential equations is considered. The method is based on usage of analytical expressions describing the error in the calculation of the integral method of successive integration. The computer models of pulse and digital systems built in MATLAB/Simulink tool system are resulted.

Dynamic system, pulse system, digital system, numerical method of integration

УДК 517.958:52/59

А. Ю. Воронин, В. С. Зайцев

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ГИДРОЛИТОСФЕРНЫХ ПРОЦЕССОВ МЕСТОРОЖДЕНИЯ МИНЕРАЛЬНЫХ ВОД[2]

Рассмотрены вопросы построения модели гидродинамических процессов, протекающих в водоносном горизонте Ессентукского месторождения минеральных вод. Данная модель необходима для построения системы управления дебитом минеральных вод, которая позволит контролировать состояние гидроминеральных ресурсов, так как в настоящее время не существует строгих методов осуществления контроля за состоянием этого возобновляемого ресурса.

Гидролитосфера, система управления, дебит, гидроминеральные ресурсы, водоносный горизонт

В современных условиях развития науки и техники неотъемлемой частью нашей жизни должно быть сохранение возобновляемых ресурсов в первозданном виде, что является очень сложной задачей при отсутствии объективной информации об эксплуатации этих ресурсов. В частности, следует выделить гидроминеральные ресурсы эколого-курортного района Кавказских Минеральных Вод, а именно Ессентукское месторождение минеральных вод.

Следует отметить, что чрезмерная эксплуатация водоносного горизонта может привести к глобальным изменениям (нарушениям) в гидролитосфере данного региона, так как при излишнем падении уровня депрессионной воронки может произойти либо разрушение структуры водоносного горизонта, либо в него начнут проникать «грязные» грунтовые воды. Это, в свою очередь, приведет к резкому снижению качества добываемых минеральных вод, а на устранение последствий естественным путем в лучшем случае могут уйти десятки лет.

Все это свидетельствует о необходимости разработки системы управления эксплуатацией гидроминеральных ресурсов. Однако без адекватной математической модели достаточно сложно прогнозировать изменения в водоносных горизонтах региона.

Далее опишем примерную модель гидролитосферных процессов Ессентукского месторождения.

Математическая модель гидролитосферных процессов. В качестве объекта моделирования выберем продольный геологический разрез Ессентукского месторождения минеральных вод (рис. 1).

[2] Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011).

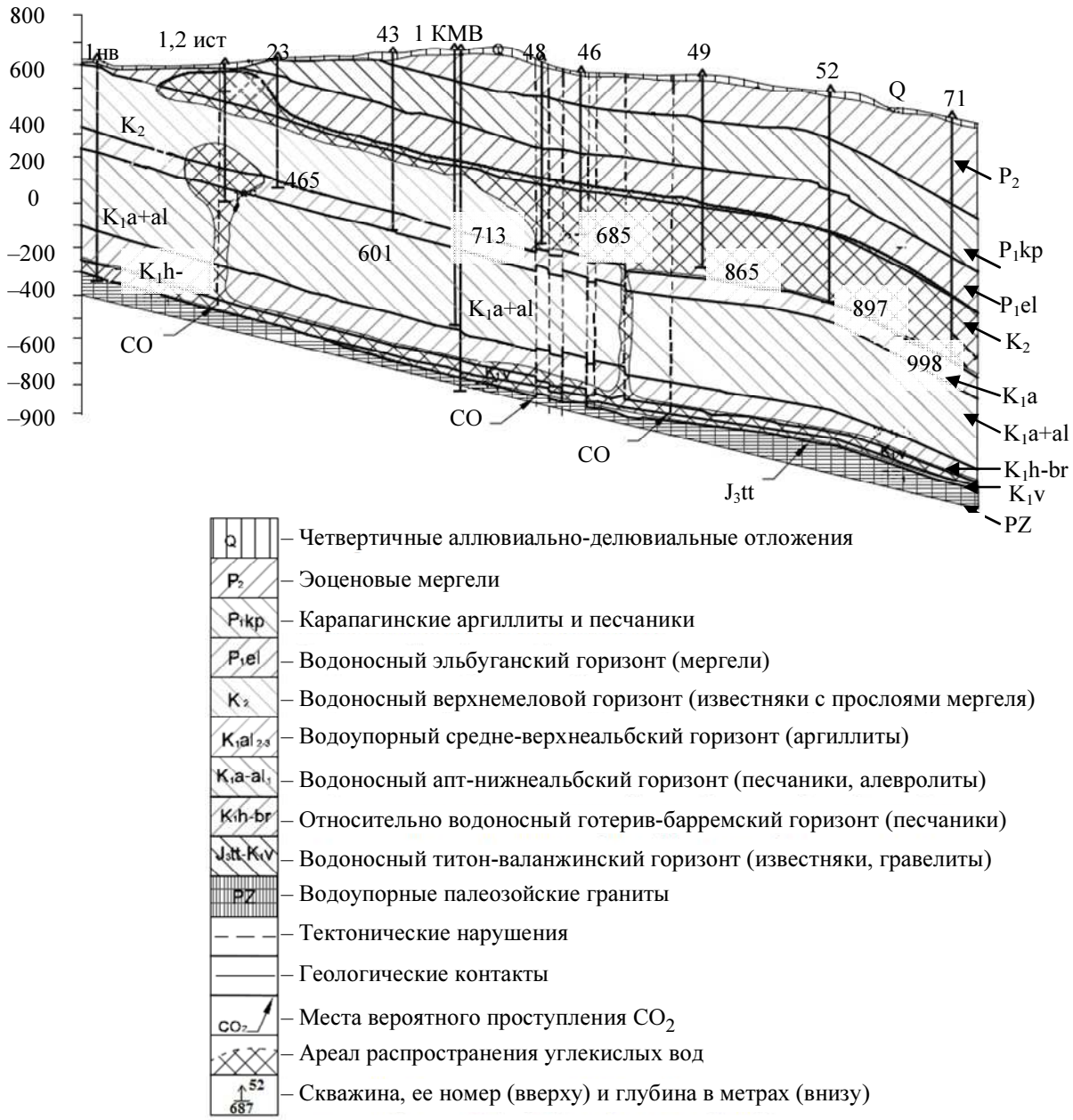


Рис. 1

Для описания математической модели представим объект исследования в трехмерном виде (рис. 2). Каждой из сред объекта присвоен номер, в соответствии с которым будем описывать математическую модель объекта. Пределы изменения переменных для пространственных координат указываем с учетом функционалов, приведенных на рис. 3.

С учетом рис. 2 и 3 математическая модель гидролитосферных процессов может быть записана в виде

$$\frac{\partial S_\sigma}{\partial \tau} = \frac{k\sigma}{\eta_\sigma} \times \left(\frac{\partial^2 S_\sigma}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 S_\sigma}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 S_\sigma}{\partial z^2} \right) - F\sigma \frac{\partial S_\sigma}{\partial x}.$$

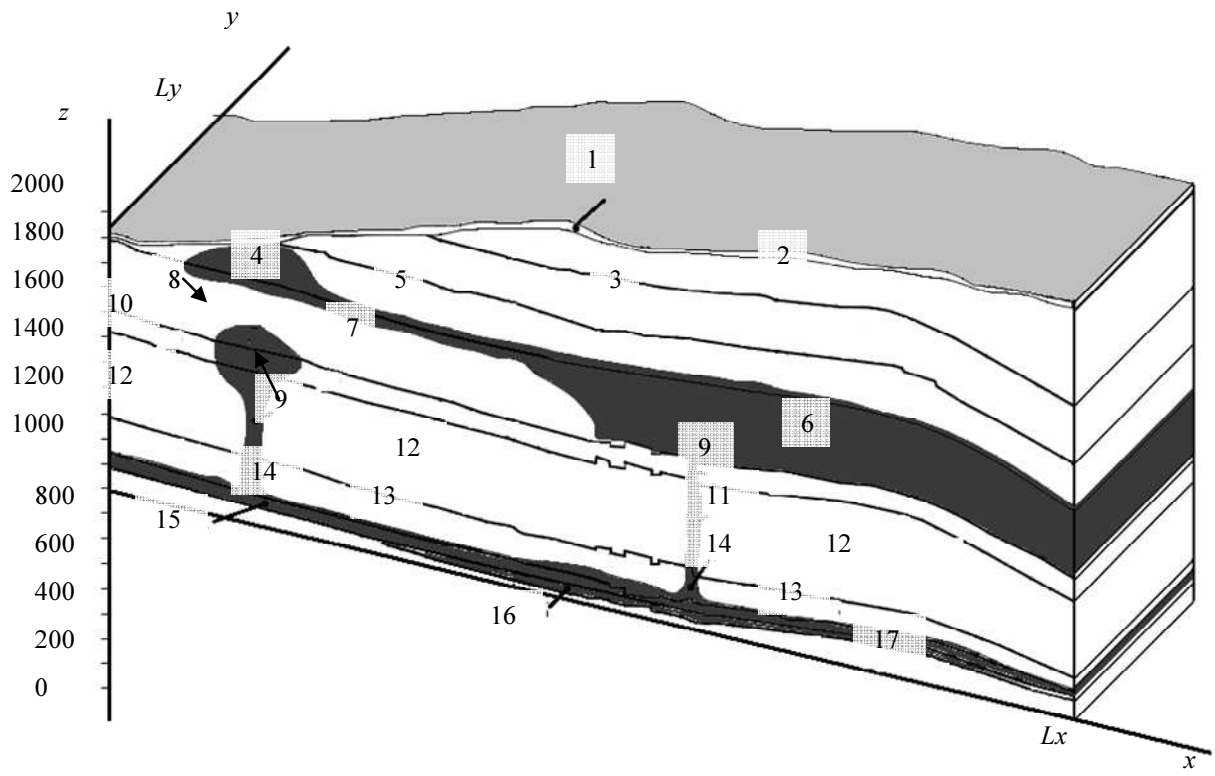


Рис. 2

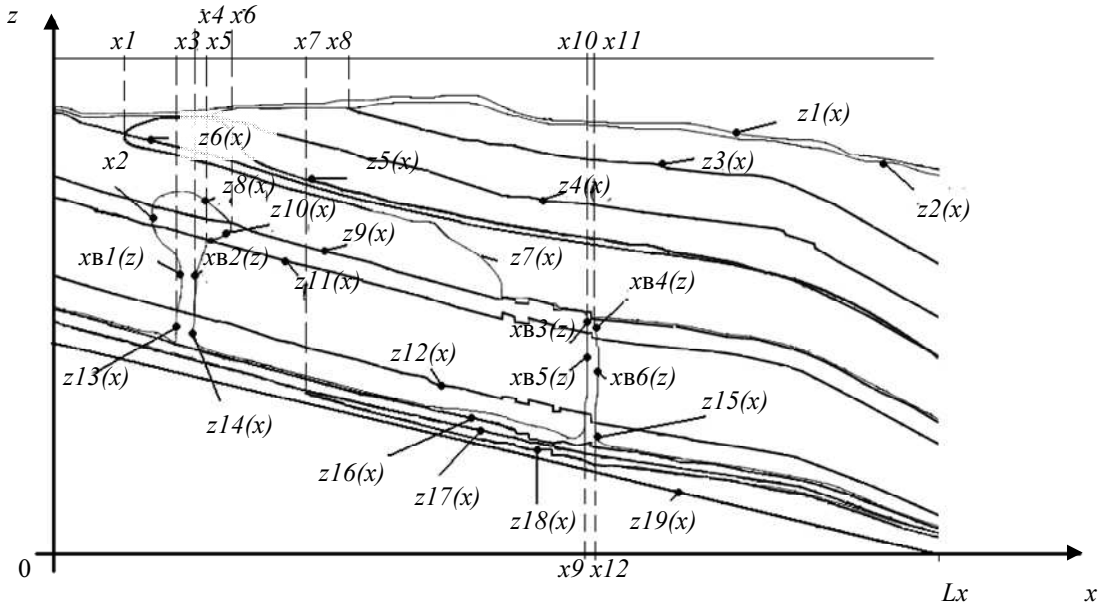


Рис. 3

При этом пределы изменения переменных задаются следующим образом:

$$S_1 = S_1(x, y, z, \tau),\ 0 < x < Lx,\ z2(x) < z < z1(x),\ 0 < y < Ly, \tau > 0;$$

$$S_2 = S_2(x, y, z, \tau),\ x8 < x < Lx,\ z3(x) < z < z2(x),\ 0 < y < Ly, \tau > 0;$$

$$S_3 = S_3(x, y, z, \tau),\ 0 < y < Ly,\ \tau > 0,$$

если $x5 < x < x8$, то $z4(x) < z < z2(x)$, если $x8 \le x < Lx$, то $z4(x) < z < z3(x)$;

$S_4 = S_4(x, y, z, \tau)$, $x1 < x < Lx$, $z6(x) < z < z5(x)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

$\vartheta = 1$, если $x1 < x < Lx/2$, $\vartheta = -1$, если $Lx/2 \le x < Lx$;

$S_5 = S_5(x, y, z, \tau)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

если $0 < x < x1$, то $z6(x) < z < z4(x)$, 2) $x1 \le x < x5$, $z5(x) < z < z4(x)$,

если $x5 \le x < Lx$, то $z5(x) < z < z4(x)$;

$S_6 = S_6(x, y, z, \tau)$, $x1 < x < Lx$, $z7(x) < z < z6(x)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

если $x1 < x < Lx/2$, то $\vartheta = 1$, если $Lx/2 \le x < Lx$, то $\vartheta = -1$;

$S_7 = S_7(x, y, z, \tau)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

если $0 < x < x1$, то $z9(x) < z < z6(x)$, если $x1 \le x < x2$, то $z9(x) < z < z7(x)$,

если $x2 \le x < x6$, то $z8(x) < z < z7(x)$, если $x6 \le x < x8$, то $z9(x) < z < z7(x)$;

$S_8 = S_8(x, y, z, \tau)$, $x2 < x < x6$, $z9(x) < z < z8(x)$, $0 < y < Ly$;

$S_9 = S_9(x, y, z, \tau)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

если $x2 < x < x5$, то $z11(x) < z < z9(x)$, если $x5 \le x < x6$, то $z10(x) < z < z9(x)$;

$S_{10} = S_{10}(x, y, z, \tau)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

если $z11(x) < z < z9(x)$, то $0 < x < x2$, если $z11(x) < z < z9(x)$, то $x6 < x < x\text{в}3(z)$,

если $x5 < x \le x6$, то $z11(x) < z < z10(x)$, если $z11(x) < z < z9(x)$, то $x\text{в}4(z) < x < Lx$;

$S_{11} = S_{11}(x, y, z, \tau)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

$x\text{в}1(z) < x < x\text{в}2(z)$, $z12(x3 < x < x4) < z < z11(x2 < x < x5)$;

$S_{12} = S_{12}(x, y, z, \tau)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

если $0 < x < x\text{в}1(z)$, то $z12(0 < x < x3) < z < z11(0 < x < x2)$,

если $x\text{в}2(z) < x < x\text{в}5(z)$, то $z12(x4 < x < x9) < z < z11(x5 < x < x10)$,

если $x\text{в}6(z) < x < Lx$, то $z12(x12 < x < Lx) < z < z11(x11 < x < Lx)$;

$S_{13} = S_{13}(x, y, z, \tau)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

если $0 < x < x3$, то $z13(x) < z < z12(x)$, если $x4 < x < x9$, то $z14(x) < z < z12(x)$,

если $x12 < x < Lx$, то $z15(x) < z < z12(x)$;

$S_{14} = S_{14}(x, y, z, \tau)$, $0 < y < Ly$, $\tau > 0$,

если $0 < x < x3$, то $z16(x) < z < z13(x)$, если $x3 < x < x4$, то $z16(x) < z < z12(x)$,

если $x4 < x < x9$, то $z16(x) < z < z14(x)$, если $x9 < x < x12$, то $z16(x) < z < z12(x)$,

если $x12 < x < Lx$, то $z15(x) < z < z12(x)$;

$$S_{15} = S_{15}(x, y, z, \tau),\ 0 < x < Lx,\ z17(x) < z < z16(x),\ 0 < y < Ly, \tau > 0;$$

$$S_{16} = S_{16}(x, y, z, \tau),\ x7 < x < Lx,\ z18(x) < z < z17(x),\ 0 < y < Ly, \tau > 0;$$

$$S_{17} = S_{17}(x, y, z, \tau),\ 0 < y < Ly,\ \tau > 0,$$

если $0 < x < x7$, то $z19(x) < z < z17(x)$, если $x7 \le x < Lx$, то $z19(x) < z < z18(x)$,

где $S_\sigma(x, y, z, \tau)$ – понижение уровня водоносного горизонта (фазовая переменная) в м; η_σ – коэффициент упругоемкости коллектора, характеризующий сжимаемость воды в $м^{-1}$ (принимается постоянным [1], [2]); $k\sigma$ – коэффициент фильтрации по пространственным координатам. Под фильтрацией понимается гравитационное движение жидкости в пористой среде, состоящей из поровых каналов, имеет размерность скорости и выражается в м/сут [1], [2]. Коэффициент фильтрации характеризует водопроницаемость горных пород и зависит от физических свойств породы и фильтрующейся жидкости; $F\sigma_{x,y,z}$ – скорость движения водоносного горизонта в м/сут [1], [3]; $\sigma \in [1, 17]$.

Для полученной системы дифференциальных уравнений опишем краевые условия и условия на границах раздела сред.

В данном случае краевые условия по пространственным координатам x, y, z зададим в виде:

$$\frac{\partial S(0, y, z, \tau)}{\partial x} = 0,\ z19(x = 0) < z < z1(x = 0),\ 0 < y < Ly, \tau \ge 0,$$

$$\frac{\partial S(Lx, y, z, \tau)}{\partial x} = 0,\ 0 < z < z1(x = Lx),\ 0 < y < Ly,\ \tau \ge 0,$$

$$S(x, Ly, z, \tau) = 0,\ 0 < x < Lx,\ z19(x) < z < z1(x),\ \tau \ge 0,$$

$$S(x, 0, z, \tau) = 0,\ 0 < x < Lx,\ z19(x) < z < z1(x),\ \tau \ge 0,$$

$$\frac{\partial S(x, y, z19(x), \tau)}{\partial z} = 0,\ 0 < x < Lx,\ 0 < y < Ly,\ \tau \ge 0,$$

$$\frac{\partial S(x, y, z1(x), \tau)}{\partial z} = 0,\ 0 < x < Lx,\ 0 < y < Ly,\ \tau \ge 0.$$

Далее необходимо прописать условия на границах раздела сред.

В соответствии с функционалами $z_\chi(x), \chi \in [\overline{1;19}]$ и $x_\xi(z), \xi \in [\overline{1;6}]$ условия на границах раздела сред можно записать в виде:

$$k1\frac{\partial S\left(x,y,z2\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k2\frac{\partial S\left(x,y,z2\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x8<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k1\frac{\partial S\left(x,y,z2\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k3\frac{\partial S\left(x,y,z2\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x5<x<x8,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k2\frac{\partial S\left(x,y,z3\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k3\frac{\partial S\left(x,y,z3\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x8<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k1\frac{\partial S\left(x,y,z2\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k5\frac{\partial S\left(x,y,z2\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ 0<x<x5,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k5\frac{\partial S\left(x,y,z5\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k4\frac{\partial S\left(x,y,z5\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x1<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k4\frac{\partial S\left(x,y,z6\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k6\frac{\partial S\left(x,y,z6\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x1<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k5\frac{\partial S\left(x,y,z6\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k7\frac{\partial S\left(x,y,z6\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ 0<x<x1,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k6\frac{\partial S\left(x,y,z7\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k7\frac{\partial S\left(x,y,z7\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x1<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k7\frac{\partial S\left(x,y,z8\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k8\frac{\partial S\left(x,y,z8\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x2<x<x6,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k7\frac{\partial S\left(x,y,z9\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k10\frac{\partial S\left(x,y,z9\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ 0<x<x2,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k8\frac{\partial S\left(x,y,z9\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k9\frac{\partial S\left(x,y,z9\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x2<x<x6,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k7\frac{\partial S\left(x,y,z9\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k10\frac{\partial S\left(x,y,z9\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},$$

$$x6<x<x8 \text{ и } x9<x<Lx, 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k6\frac{\partial S\left(x,y,z9\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k9\frac{\partial S\left(x,y,z9\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x8<x<x9,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k10\frac{\partial S\left(x,y,z11\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k12\frac{\partial S\left(x,y,z11\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},$$

$$0<x<x2,\ x5<x<x8, x9<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k9\frac{\partial S\left(x,y,z11\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k11\frac{\partial S\left(x,y,z11\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},$$

$$x1<x<x5 \text{ и } x8<x<x9,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k10\frac{\partial S\left(x2,y,z,\tau\right)}{\partial x}=k9\frac{\partial S\left(x2,y,z,\tau\right)}{\partial x},\ z11\left(x2\right)<y<z9\left(x2\right),\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k9\frac{\partial S\left(x,y,z10\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k10\frac{\partial S\left(x,y,z10\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x5<x<x6,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k12\frac{\partial S\left(x\text{в}1\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x}=k11\frac{\partial S\left(x\text{в}1\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x},\ z11\left(x2\right)<z<z12\left(x3\right),\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k11\frac{\partial S\left(x\text{в}2\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x}=k12\frac{\partial S\left(x\text{в}2\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x},$$

$$z12\left(x=x4\right)<z<z11\left(x=x5\right),\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k10\frac{\partial S\left(x\text{в}3\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x}=k9\frac{\partial S\left(x\text{в}3\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x},\ z9\left(x10\right)<z<z11\left(x10\right),\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k9\frac{\partial S\left(x\text{в}4\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x}=k10\frac{\partial S\left(x\text{в}4\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x},\ z11\left(x11\right)<z<z9\left(x11\right),\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k12\frac{\partial S\left(x\text{в}5\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x}=k11\frac{\partial S\left(x\text{в}5\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x},\ z12\left(x9\right)<z<z11\left(x10\right),\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k11\frac{\partial S\left(x\text{в}6\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x}=k12\frac{\partial S\left(x\text{в}6\left(z\right),y,z,\tau\right)}{\partial x},\ z12\left(x12\right)<z<z11\left(x11\right),\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k12\frac{\partial S\left(x,y,z12\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k13\frac{\partial S\left(x,y,z12\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},$$

$$0<x<x3,\ x4<x<x9\ \text{и}\ x12<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k11\frac{\partial S\left(x,y,z12\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k14\frac{\partial S\left(x,y,z12\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},$$

$$x3<x<x4\ \text{и}\ x9<x<x12,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k13\frac{\partial S\left(x,y,z13\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k14\frac{\partial S\left(x,y,z13\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ 0<x<x3,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k13\frac{\partial S\left(x,y,z14\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k14\frac{\partial S\left(x,y,z14\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x4<x<x9,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k13\frac{\partial S\left(x,y,z15\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k14\frac{\partial S\left(x,y,z15\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x12<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k14\frac{\partial S\left(x,y,z16\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k15\frac{\partial S\left(x,y,z16\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ 0<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k15\frac{\partial S\left(x,y,z17\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k17\frac{\partial S\left(x,y,z17\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ 0<x<x7,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k15\frac{\partial S\left(x,y,z17\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k16\frac{\partial S\left(x,y,z17\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x7<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0,$$

$$k16\frac{\partial S\left(x,y,z18\left(x\right),\tau\right)}{\partial z}=k17\frac{\partial S\left(x,y,z18\left(x\right),\tau\right)}{\partial z},\ x7<x<Lx,\ 0<y<Ly,\ \tau\geq 0.$$

В результате формирования модели гидродинамических процессов была получена достаточно сложная для решения система дифференциальных уравнений в частных производных. Для упрощения процесса численного решения [4] этой модели ее следует разделить на отдельные программные блоки, что позволит увеличить разрешающую способность модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малков А. В., Першин И. М. Синтез распределенных регуляторов для систем управления гидролитосферными процессами. М.: Научный мир, 2007.
2. Мироненко В. А., Шестаков В. М. Основы гидрогеомеханики. М.: Недра, 1974.
3. Михайлов Л. Е. Гидрогеология. Л.: Гидрометеоиздат, 1985.
4. Микеладзе Ш. Е. Численные методы интегрирования дифференциальных уравнений с частными производными. М.: Изд-во АН СССР, 1963.

A .U. Voronin, V. S. Zaytsev

A MATHEMATICAL MODEL OF THE PROCESSES GIDROLITOSFERNYH MINERAL WATER

The paper deals with constructing a model of hydrodynamic processes occurring in the aquifer Essentuki mineral water. This model is needed to build a control system flow rate of mineral waters, which will monitor the status of hydro resources, since currently there are no strict methods to control the state of this renewable resource.

Gidrolitosfera, control system, flow rate, hydro resources, aquifer

УДК 519

И. С. Соловьев

МЕТОД ВЫДЕЛЕНИЯ КОРОТКОПЕРИОДНЫХ ФЛУКТУАЦИЙ В ГЕОМАГНИТНОМ СИГНАЛЕ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ[3]

Предложен метод анализа геомагнитных сигналов, основанный на вейвлет-преобразовании. Традиционные методы обработки и анализа таких сигналов не позволяют их идентифицировать, что влечет потерю важной информации. На основе отображения данных в вейвлет-пространство реализована процедура их выделения, предложены численные алгоритмы их анализа. Апробация метода выполнена на данных магнитного поля Земли, полученных в обсерватории «Паратунка».

Анализ сигналов сложной структуры, вейвлет-преобразование, геомагнитные возмущения

В моменты магнитной бури в вариациях геомагнитного поля земли наблюдаются резкие выбросы и пульсации разных частотных спектров и периодов. Задача их выделения и идентификации в автоматическом режиме является весьма сложной [1], [2]. Геомагнитные пульсации представляют собой короткопериодные колебания геомагнитного поля и характеризуются квазипериодической структурой, их длительность составляет от несколько минут до несколько часов [3]. Такие иррегулярные структуры являются элементами развития геомагнитных возмущений и магнитосферных суббурь. Их выделение и анализ позволяют получить полезную информацию о процессах, протекающих в геомагнитном поле [1]–[4].

Пульсации имеют вид резких всплесков, пиков с нестационарным спектром, могут иметь ступенеобразный вид [3]. Это делает неэффективным применение традиционных методов обработки и анализа статистических данных, которые позволяют выделить характерные периоды, но не дают информации о локальных изменениях [2], [4]. Учитывая нерегулярную структуру пульсаций, наиболее подходящим для их представления является

[3] Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011).

пространство, натянутое на базис смещенных функций, или вейвлет-базис [5]–[7]. Данный математический аппарат содержит широкий спектр базисов различной формы с компактными носителями, что позволяет выделить локальные особенности, формирующие сигнал, и выполнить их детальный анализ. Для обработки и анализа геомагнитного сигнала предлагается метод, основанный на непрерывном вейвлет-преобразовании и конструкции вейвлет-пакетов [5]–[7]. С помощью непрерывного вейвлет-преобразования исследуются изменения частотно-временных характеристик процесса. На основе вейвлет-пакетов сигнал представляется в виде детализирующих и аппроксимирующих компонент. Аппроксимирующие компоненты описывают регулярные изменения, детализирующие содержат информацию о пульсациях и их энергетических параметрах.

Описание метода. Структура разложения $L^2(R)$, порожденная ортогональным вейвлетом $\Psi \in L^2(R)$, имеет вид [2], [3]:

$$L^2(R) = \sum_{j\in Z}^{\oplus} W_j := \ldots \oplus W_{-1} \oplus W_0 \oplus W_1 \oplus \ldots,$$

где $W_j := \mathrm{clos}_{L^2(R)}\left(\Psi_{j,n}; n \in Z\right)$.

Конструкция вейвлет-пакетов предполагает рекурсивное расщепление пространства W_j, которое называют деревом пространств вейвлет-пакетов: $W_j^0 = \oplus_{i=1}^{I} W_{j_i}^{p_i}$ [2]. С каждым узлом $\left(j_i, p_i\right)$ двоичного дерева связывают пространство W_j^p, которое допускает ортонормированный базис $\left\{\Psi_{j_i}^{p_i}\left(2^{j_i}t - n\right)\right\}_{n\in Z}$ при движении вниз по дереву. Каждый узел-родитель делится на 2 ортогональных подпространства. На корне дерева $W_j^0 = W_j$. Объединение соответствующих базисов вейвлет-пакетов $\left\{\Psi_{j_i}^{p_i}\left(2^{j_i}t - n\right)\right\}_{n\in Z, 1\le i\le I}$ определяет ортонормированный базис W_j, что позволяет полностью восстановить сигнал.

Не нарушая общности, будем считать, что исходный дискретный сигнал f_0 имеет разрешение $j = 0$. На основе конструкции вейвлет-пакетов он представляется в виде суммы компонент [8]:

$$f_0(t) = \sum_{j_i} g_{j_i}(t) + f_{-m}(t), \tag{1}$$

где $g_{j_i}, f_{-m} \in W_{j_i}^{p_i}$, $g_j(t) = \sum_n d_{j_i,n}^{p_i} \Psi_{j_i,n}^{p_i}(t)$, $d_{j_i,n}^{p_i} = \left\langle f_0, \Psi_{j_i,n}^{p_i}\right\rangle$, $f_{-m}(t) = \sum_n c_{-m,n}^0 \Psi_{-m,n}^0(t)$, $c_{-m,n}^0 = \left\langle f_0, \Psi_{-m,n}^0\right\rangle$. Компоненты g_{j_i} в соотношении (1) являются детализирующими, включают в себя приращения порядка 2^{-j_i} и содержат информацию о локальных особенностях сигнала; f_{-m} – трендовая компонента. Таким образом, полученное представление геомагнитного сигнала имеет многокомпонентную структуру, содержащую трендовую составляющую и детали, которые формируют сигнал в локальные моменты времени и несут информацию о геомагнитных пульсациях, характеризуя возмущенность магнитного поля. Тогда процедура выделения пульсаций в геомагнитном сигнале может быть реали-

зована на основе применения пороговой функции для детализирующих составляющих g_{j_i}: $P_{T_{j_i}}(x)=\begin{cases} x, \text{если } |x| \ge T_{j_i} \\ 0, \text{если } |x| < T_{j_i} \end{cases}$, T_{j_i} – порог на масштабе j_i. Будем считать, что если $\left|d_{j_i,n}^{p_i}\right| = \left|\left\langle f_0, \Psi_{j_i,n}^{p_i}\right\rangle\right| > T_{j_i}'$, то в сигнале в момент времени $t=n$ имеется возмущение масштаба j_i с интенсивностью $\left|d_{j_i,n}^{p_i}\right|$. Пороговые значения T_{j_i} для каждого масштабного уровня j_i определим обработав статистику на основе следующего алгоритма.

Построим полное дерево разложения для каждой вариации геомагнитного поля «спокойного» дня (спокойным днем будем считать день, в который суточный индекс геомагнитной активности K [1] не превышает значения 8): $W_j^0 = \oplus_{i=1}^{I} W_{j_i}^{p_i}$.

Определим пороговые значения T_{j_i} по правилу: $T_{j_i} = \max\limits_k \max\limits_n \left|d_{j_i,n}^{p_i,k}\right|$, где $d_{j_i,n}^{p_i,k}$ – значения вейвлет-коэффициентов компоненты g_{j_i} за k-й анализируемый «спокойный» день.

В результате для каждой компоненты g_{j_i} проверяется условие

$$\left|d_{j_i,n}^{p_i}\right| \ge T_{j_i}, \quad n = \overline{t_{1,j_i}, t_{2,j_i}}, \tag{2}$$

где t_{1,j_i} – первый отсчет сигнала на уровне j_i; t_{2,j_i} – последний отсчет сигнала на уровне j_i. Если $\exists\ n \in [t_1, t_2]$, для которого выполнено условие (2), то составляющую вейвлет-пакета будем считать возмущенной.

В результате выполнения операции (2) определяем возмущенные составляющие вейвлет-пакета, тогда возмущенные компоненты геомагнитного сигнала могут быть идентифицированы как

$$g'_{\text{возм}}(t) = \sum_{p_D} d_{j_D,n}^{p_D} \Psi_{j_D,n}^{p_D}, \tag{3}$$

где D – индексы полученных информативных компонент j_i.

Непрерывное вейвлет-преобразование дает детальную информацию о динамике изменения частотных характеристик процесса. Непрерывное вейвлет-преобразование

$$Wf(a,b) = \int f(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \tag{4}$$

измеряет изменение f в окрестности точки b, размер которой пропорционален a. При стремлении масштаба a к нулю вейвлет-коэффициенты характеризуют свойства функции f в окрестности b.

Из существования в вейвлет-преобразовании аналога равенства Парсеваля [7] следует, что через значения вейвлет-коэффициентов может быть определена «энергия» функции:

$$E_f = \int f^2(t)dt = C_\Psi^{-1} \iint W^2(a,b) \frac{da\, db}{b^2},$$

где $E_{f_\Psi} = W^2(a,b)$ – плотность «энергии» функции.

Мерой магнитной возмущенности, согласно методике Бартельса [1], является амплитуда возмущения. Эта амплитуда, определяемая на трехчасовом временном интервале, равна разности между наибольшим и наименьшим отклонениями реальной магнитограммы от невозмущенной вариации поля [9]. Тогда из (4) получаем, что характеристикой интенсивности возмущений в вейвлет-пространстве будет амплитуда вейвлет-коэффициентов. Интенсивность возмущений в момент времени $t = b$ на анализируемом масштабе a определим как

$$E_{f(a,b)} = \left|Wf(a,b)\right|. \tag{5}$$

Выполнение процедуры (4) и получение характеристик (5) для компонент $g'_{\text{возм}}(t)$ позволяет исследовать изменения энергетических характеристик геомагнитного процесса во времени, оценить вклад различных масштабов и идентифицировать частотно-временные интервалы, содержащие возмущения. Максимумы функции $E_{f(a,b)}$ по аналогии с характерными модами Фурье [7] позволяют выделить масштабы, вносящие основной вклад в формирование иррегулярных структур. Масштабный уровень a, на котором наблюдается максимум $E_{f(a,b)}$, в данном случае характеризует среднюю продолжительность локального возмущения, вносящего основной вклад в энергию анализируемого процесса на данном интервале времени на фоне развивающейся бури.

Результаты обработки и анализа данных магнитного поля Земли. В процессе экспериментов использовались минутные данные *H*-компоненты магнитного поля за 2002–2010 гг., полученные в обсерватории «Паратунка» (с. Паратунка, Камчатская обл.). На рис. 1, *а*–4, *а* представлены данные регистрации магнитного поля Земли за разные периоды времени. Для реализации предлагаемого метода на компьютере использовался программный продукт MATLAB. Разложение осуществлялось на основе ортонормированных вейвлетов класса Добеши 3-го порядка. На основе операции (2) были определены возмущенные составляющие вейвлет-пакета и далее с помощью (3) получены возмущенные компоненты $g'_{\text{возм}}(t)$, содержащие геомагнитные возмущения (рис. 1, *б*–4, *б*). Результаты преобразования представлены на рис. 1–4. В верхней части рис. 1–4 приведены трехчасовые значения индекса геомагнитной активности *K*, который характеризует возмущенность поля. Сопоставление данных индекса геомагнитной активности *K* с полученными компонентами $g'_{\text{возм}}(t)$ (рис. 1, *б*–4, *б*) показывает, что периоды повышения геомагнитной активности характеризуются увеличением амплитуды флуктуаций компонент $g'_{\text{возм}}(t)$, что подтверждает эффективность предлагаемого метода.

Для исходных сигналов и возмущенных компонент была выполнена операция (4). Ее применение для исходных сигналов позволило выделить в них регулярную структуру и различные короткопериодные флуктуации (рис. 1, *в*–4, *в*). Выполнение процедуры (4) для компонент $g'_{\text{возм}}(t)$ позволило выделить иррегулярные структуры и исследовать изменения энергетических характеристик процесса, оценить вклад различных масштабов в его формирование. На рис. 1, *г*–4, *г* представлены результаты применения этой процедуры, цветом показаны картины распределения возмущений геомагнитного поля в анализируемые периоды времени в пространстве (*a*, *b*) = (масштаб, время). Анализ рис. 1, *г*–4, *г* показывает их неравномерное рас-

пределение и по времени, и по масштабам, наличие локальных разномасштабных периодичностей, которые возникают в периоды повышения геомагнитной активности. Магнитные бури принято классифицировать на бури с постепенным началом (рис. 3), когда началу главной фазы бури предшествует слабое возрастание возмущенности, и бури с внезапным началом (рис. 4), когда на фоне спокойного суточного хода внезапно происходит резкий скачок амплитуды. Результаты статистики показали, что предлагаемый метод позволяет идентифицировать начало бури независимо от ее вида и определять отдельные фазы ее протекания (рис. 4, *б*, *г*–3, *б*, *г*).

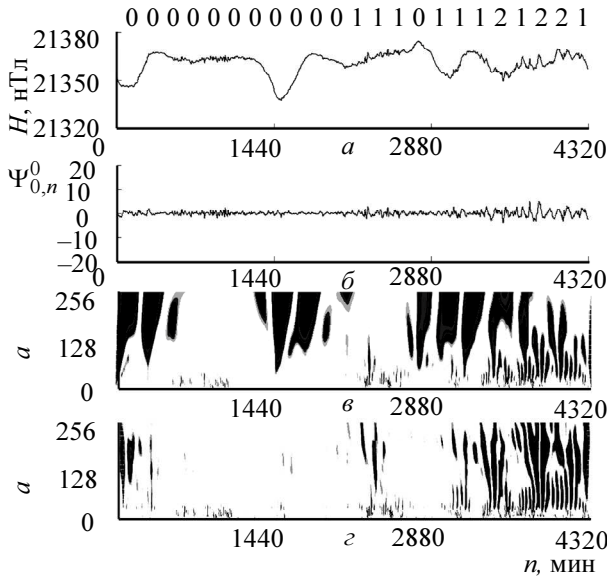


Рис. 1

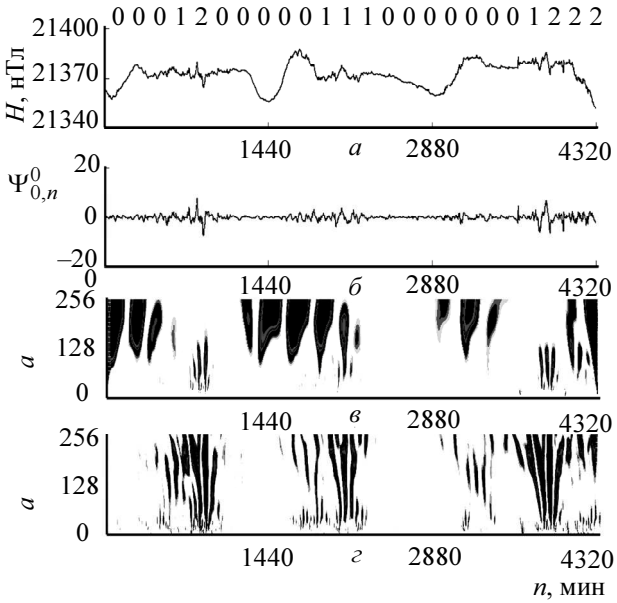


Рис. 2

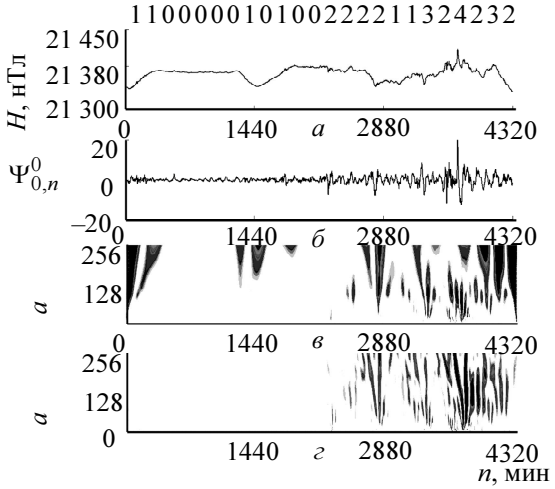


Рис. 3

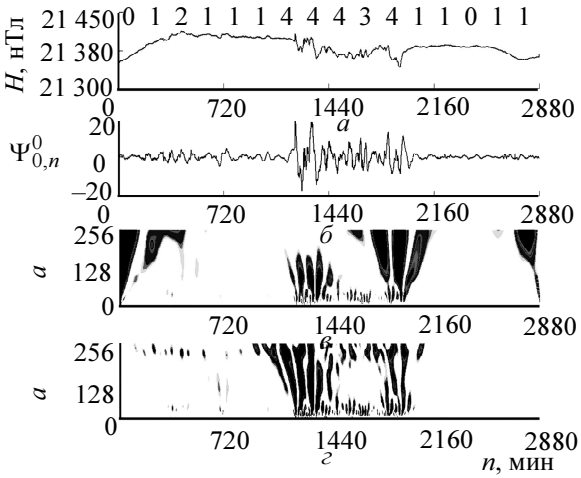


Рис. 4

Таким образом, представлен метод выделения и анализа пульсаций в геомагнитном сигнале, характеризующих геомагнитную возмущенность поля. Результаты экспериментов с геомагнитными данными обсерватории «Паратунка» подтвердили эффективность метода. Метод позволил выделить в сигналах геомагнитные возмущения, определить их интенсивность и исследовать изменения энергетических характеристик процесса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Космическая среда вокруг нас / Н. И. Будько, А. Н. Зайцев, А. Т. Карпачев и др. Троицк: ТРОВАНТ, 2006.
2. Мандрикова О. В., Соловьев И. С. Вейвлет-технология обработки и анализа вариаций магнитного поля Земли // Информационные технологии. 2011. № 1. С. 34–38.

3. Панасюк М. И., Новиков Л. С. Модель космоса. М.: КДУ, 2007.
4. Мандрикова О. В., Полозов Ю. А., Соловьев И. С. Метод выделения и классификации локальных особенностей в сложных природных сигналах // Междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям (SCM'2010): Сб. докл., СПб., 2010. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2010. Т. 2. С. 139–143.
5. Mallat S. A Wavelet tour of signal processing / Пер. с англ. М.: Мир, 2005.
6. Daubechies I. Ten Lectures on Wavelets / Пер. с англ. НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика». Ижевск, 2001.
7. Chui C. K. An Introduction to Wavelets / Пер. с англ. М.: Мир, 2001.
8. Мандрикова О. В. Моделирование геохимических сигналов на основе вейвлет-преобразования. Владивосток: Дальнаука, 2007.
9. Мандрикова О. В., Соловьев И. С. Вейвлет-технология анализа вариаций геомагнитного поля // 13-я Междунар. конф.: Цифровая обработка сигналов и ее применение. М.: Информпресс, 2011. Т. 2. С. 247–250.

I. S. Solovyev

THE METHOD OF EXTRACTION OF SHORT-PERIOD FLUCTUATIONS IN THE GEOMAGNETIC SIGNAL BASED ON WAVELET TRANSFORM

The method for the analysis of geomagnetic signals based on wavelet transform is proposed. Geomagnetic signal has a complex structure, contain local features that are distinguished by shape and length. These local features characterize the perturbation of the geomagnetic field. Traditional methods of processing and analysis of such signals do not allow one to identification this signal, which entails the loss of important information. The method have been successfully tested on the Earth's magnetic field data obtained in the Paratunka observatory (village Paratunka, Kamchatka region, Far East of Russia)

Analysis of complex signals, wavelet transform, geomagnetic perturbations

УДК 004.383.8.032.26

А. Н. Никонов, И. М. Швец, В. В. Цебоев, А. А.Узенгер

РЕАЛИЗАЦИЯ НЕЙРОСЕТЕВОГО РЕГУЛЯТОРА КАК НЕПРЕРЫВНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА БАЗЕ ПРОМЫШЛЕННЫХ КОНТРОЛЛЕРОВ SIEMENS SIMATIC[4]

Исследуется возможность создания нейросетевого регулятора на базе стандартных промышленных контроллеров. Решаемая задача связана с реализацией нейроалгоритмов, описываемых с помощью многомерной нелинейной непрерывной динамической системы. Разработана реализация алгоритмов для контроллеров SIMATIC, рассчитано время отклика для всех процессорных модулей, проведено моделирование замкнутой системы с нейрорегулятором. Положительные результаты работы подтверждают реализуемость нейросетевого регулятора.

Нейронная сеть, адаптивная система управления, управление по макропеременным, программная реализация алгоритмов, промышленный логический контроллер

Многослойная нейронная сеть с сигмоидными функциями активации является универсальным аппроксиматором нелинейных непрерывных зависимостей. В связи с этим их можно рассматривать как универсальную реализацию нелинейных законов управления. Универсальность сети позволяет рассматривать нейрорегулятор как функционально законченное устройство, выполненное на стандартной элементной базе промышленной автоматики с возможностью настройки на объект изменением фиксированного набора параметров. Очевидно, что наличие

[4] Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011).

устройства приведет к сокращению времени проектирования систем управления, процесс создания системы сведется к установке параметров через стандартный интерфейс без необходимости разработки специального программного и аппаратного обеспечения.

Широкое распространение на практике получили типовые П-, ПИ-, ПИД-регуляторы и их модификации. Несмотря на их популярность, область применения ограничена процессами с динамикой, описываемой с помощью одного-двух линейных дифференциальных уравнений. Актуальной задачей является разработка типового регулятора для многомерных, многосвязных технологических объектов с нелинейными связями между подсистемами. В настоящей статье анализируется возможность решения такой задачи с использованием аппарата нейронных сетей и стандартной элементной базы промышленной автоматики.

В основе алгоритмов нейрорегулятора лежит обобщенная функциональная структура нейросетевых систем управления, настраиваемых в реальном времени по функциям макропеременных [1]. Концепция управления по макропеременным или *искусственным инвариантам* предложена в рамках синергетической теории управления [2]. Предполагается, что инварианты описывают желаемый режим технологического объекта, а задача регулятора – удержание объекта в этом состоянии. Используемый нейроалгоритм реализует в реальном времени идею управления по функциям макропеременных, обеспечивая при этом решение задачи для широкого класса объектов с минимальным количеством задаваемых настроек. Нейрорегулятор является динамической системой, где в качестве переменных состояния выступают весовые коэффициенты сети, а изменение их значений во времени происходит в соответствии с алгоритмом обучения. Таким образом, стоит задача моделирования в реальном времени непрерывной системы с нелинейной динамикой высокого порядка.

Высокий порядок и нелинейность системы нейрорегулятора обусловливают сложность его технической реализации. Необходим выбор адекватной элементной базы, обеспечивающей приемлемые характеристики цикла регулирования. В настоящее время получили распространение системы на базе универсальных микропроцессорных контроллеров, построенных по модульному принципу. В качестве примера далее рассматриваются модульные контроллеры SIMATIC фирмы «Сименс», предлагается подход к реализации нейроалгоритмов, приводятся результаты расчетов характеристик регулятора и моделируется система управления на его основе с целью демонстрации возможности создания регулирующего нейроустройства.

Алгоритм нейросетевого регулирования. Рассмотрим эквивалентную запись обобщенной функциональной структуры алгоритмов нейросетевого регулятора [2]:

$$u = \mathrm{U}(\mathbf{x},\mathbf{w}),\ \ \dot{\mathbf{w}} = \mathrm{A}(\mathbf{x},\mathbf{w},\mathbf{c},\sigma),\ \ \sigma = \varphi(\psi,\dot{\psi},\ldots,\mathbf{c}),\ \ \psi = \psi(\mathbf{x},\mathbf{c}),\ \ w(0) = w_0,$$

где $u(t)$ – сигнал управления; $\mathbf{x}(t)$ – измеряемый вектор состояния; $\mathrm{U}(\cdot)$ – универсальный аппроксиматор; $\mathbf{w}(t)$ – вектор коэффициентов аппроксиматора; A – алгоритм настройки w; $\mathbf{c}$ – вектор параметров регулятора; σ – обобщенная ошибка обучения; φ – задает модель движения к целевому многообразию $\psi(\mathbf{x},\mathbf{c}) \equiv 0$; ψ – функция макропеременных – модель движения на целевом многообразии; w_0 – начальные условия алгоритма обучения. При реализации алгоритма определяются аппроксиматор U, алгоритм настройки A, модель

движения к целевому многообразию φ и начальные условия w_0. Аппроксиматор U выберем в виде многослойной нейронной сети с одним скрытым слоем и обучением нейронов по алгоритму обратного распространения ошибки. В качестве модели движения к многообразию выберем экстремаль сопровождающего функционала из метода аналитического конструирования агрегированных регуляторов [2] (метод АКАР – аналитический прототип). Начальные условия установим в диапазоне $[-1;\ 1]$ случайным образом. В этом случае настройка коэффициентов сети на объект управления будет происходить при запуске системы, а дополнительная подстройка весов при неконтролируемых возмущениях – в реальном времени одновременно с процессом управления.

Далее приводятся результаты разработки реализации алгоритмов для программируемых логических контроллеров (ПЛК) SIMATIC фирмы «Сименс».

Программная реализация нейросетевого регулятора для ПЛК SIMATIC. ПЛК SIMATIC предназначены для решения задач контроля, управления, регулирования и отображения информации. Благодаря модульной архитектуре устройство управления строится по принципу «конструктора» из набора готовых модулей, выполняющих функции вычислений, ввода-вывода, коммуникаций. Проектировщик конфигурирует аппаратные средства и разрабатывает программное обеспечение контроллеров, используемые при этом языки программирования соответствуют международному стандарту IEC-61131-3. Контроллеры унифицированы таким образом, чтобы выступать в качестве платформы для реализации систем управления, при этом поддержка большинства международных стандартов позволяет применять результаты работы для платформ других производителей ПЛК, таких, как MITSUBISHI Electric, Allen Bradley, Omron и т. д.

Основные формулы для расчета выхода нейронной сети и градиента функционала обучения записываются в векторно-матричной форме [1]. При построении программы на ПЛК необходимо оперировать элементарными инструкциями процессора, среди которых отсутствуют операции с матрицами и векторами. Требуется разбить исходный набор векторно-матричных операций на совокупность инструкций ПЛК. При этом минимизируются затраты памяти ПЛК на хранение промежуточных результатов вычислений и исключаются дополнительные вызовы инструкций загрузки/выгрузки значений из регистров процессора. В структуре программной реализации выделены 2 блока, каждый из которых отвечает за расчет преобразования и обучение отдельного слоя сети. В процессе вычислений помимо хранения весовых коэффициентов используется область временных данных, выполняющая функцию буфера передачи значений выходов нейронов внутреннего слоя из первого блока во второй. Каждый блок состоит из последовательности одинаковых подпрограмм, описывающих работу отдельного базового элемента. Подпрограмма отвечает за расчет выхода и настройку весовых коэффициентов отдельного нейрона. Для вычисления значений функции активации и производной по входу нейрона использованы встроенные инструкции процессоров «экспонента» и «квадрат». Отдельный блок в структуре программных средств предназначен для вычисления значений ошибки обучения.

На основе схемы программных средств оценены характеристики регулятора для различных схем аппаратных конфигураций. Среди рассматриваемых показателей интерес представляет максимальное время отклика, определяющее целевой класс объектов с точки

зрения характерного времени переходных процессов. Такие показатели, как требуемый объем памяти, не принимались во внимание, так как встроенная память ПЛК SIMATIC заведомо больше необходимой для реализации нейрорегулятора.

Подсчет числовых показателей схем реализации регулятора базируется на методике оценки характеристик программ пользователя, предлагаемой компанией «Сименс». Для каждого процессорного модуля известно точное время выполнения инструкций и время, затрачиваемое на обслуживание операционной системы. Согласно технической документации цикл работы ПЛК SIMATIC предусматривает вызовы пользовательских подпрограмм, выполнение служебных операций и обработку прерываний. Пользовательская программа устройства реализует алгоритм регулирования, сервисные и информационные функции системы. Она выполняется в каждом цикле работы контроллера. Некритичные к времени выполнения функции, такие, как отображение информации, поддержка функциональности меню и т. д., выполняются в фоновом режиме. Далее не рассматривается содержание фоновых подпрограмм и сервисных функций.

Время отклика регулятора складывается из затрат на обслуживание операционной системы, коммуникационной нагрузки, обработки прерываний, копирования образов входов и выходов, времени нахождения в точке контроля цикла, основной пользовательской программы. При расчете коэффициент времени обслуживания ОС выбран как среднее коэффициентов для процессоров одного семейства, время на коммуникационную нагрузку – 20 % времени работы основной программы, на фоновую обработку – 10 %. Время работы информационных и сервисных функций не учитывалось.

На рис. 1 приведены результаты сравнения максимального времени отклика для различных процессорных модулей. При расчетах использовались характеристики процессоров семейства контроллеров S7-300/400, полученные из технической документации компании «Сименс».

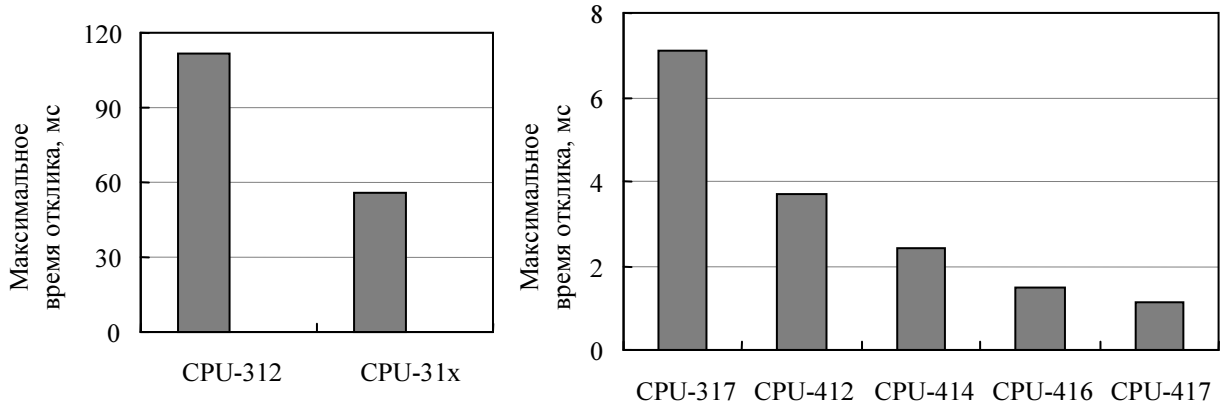


Рис. 1

Для расчетов выбрана сеть с 30 нейронами в скрытом слое, пятью входами и тремя выходами. Согласно результатам оценивания ПЛК S7-300/400 покрывают диапазон времени отклика от 1 до 100 мс, что соответствует широкому классу технологических процессов на производстве. Целесообразно провести имитационное моделирование регулятора на базе ПЛК SIMATIC с целью подтверждения адекватности разработанной реализации.

Моделирование системы нейроуправления с контроллером SIMATIC. Для имитационного моделирования системы с ПЛК используется симулятор контроллеров PLCSim фирмы «Сименс», позволяющий загружать и эмулировать выполнение программы на стандартных языках STEP 7, а также имитировать выбранную аппаратную конфигурацию SIMATIC. Для имитации объекта управления выбран пакет MATLAB/Simulink, его взаимодействие с PLCSim осуществляется через пакет сопряжения Virtual Automation Suite. Полная структура имитационной модели изображена на рис. 2.

В качестве тестового примера далее используется система управления цементной мельницей. Динамика установки с шаровой мельницей и сепаратором может быть описана с помощью системы из трех дифференциальных уравнений [3]:

$$\begin{aligned} T_f \dot{y}_f &= -y_f + \big(1-\alpha(v)\big)\varphi(z,d), \\ T_r \dot{y}_r &= -y_r + \alpha(v)\varphi(z,d), \\ \dot{z} &= -\varphi(z,d) + y_r + u, \end{aligned} \qquad \begin{aligned} &\varphi(z,d) = 20\,z\,e^{-\frac{dz}{80}}, \\ &\alpha(v) = 9\left(\frac{v}{v_{\max}}\right)^3 - 13.5\left(\frac{v}{v_{\max}}\right)^4 + 5.4\left(\frac{v}{v_{\max}}\right)^5, \end{aligned}$$

где y_f – объем выхода продукта системы, т/ч; y_r – объем возвращаемого в хранилище продукта, т/ч; z – объем продукта в хранилище, т; T_f, T_r – постоянные времени, ч; v и $v_{\max}$ – текущая и максимальная скорости вращения мельницы, об/мин; d – жесткость продукта; $\varphi(z,d)$, $\alpha(v)$ – характеристики подачи и переработки продукта на цементной мельнице; u – уровень подачи материала в хранилище, т/ч.

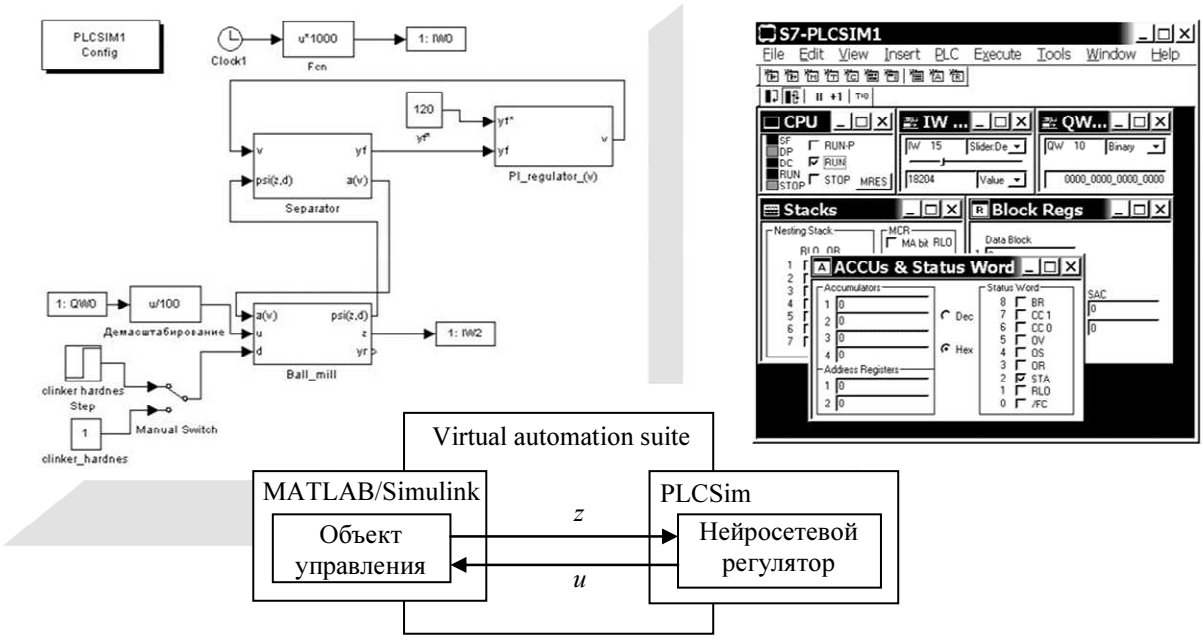


Рис. 2

Цель управления в тестовом примере – стабилизация траекторий в окрестности рабочей точки $z = z_0$ и $y_f = y_{f0}$. Без регулирования малые вариации жесткости материала (параметр d) приводят к возникновению эффекта «тромба», с динамической точки зрения эквивалентного бифуркации «седло–узел». Для предотвращения нежелательного нели-

нейного эффекта используется двухконтурная система с нейросетевым регулятором, предназначенным для подавления «тромба» по переменной z, и линейным ПИ-регулятором – для стабилизации системы по координате выхода. Координата возврата продукта в данном случае рассматривается как неконтролируемое возмущение.

T_f	T_r	d	v	$v_{\max}$	c_1	c_2
0.3	0.01	1	200	200	–1000; – 80	1

Параметры, используемые при симуляции, приведены в таблице. Результаты имитационного моделирования (рис. 3) подтверждают адекватность программной реализации и вместе с оценкой характерных времен отклика контроллера доказывают возможность создания нейрорегулятора на базе средств промышленной автоматики.

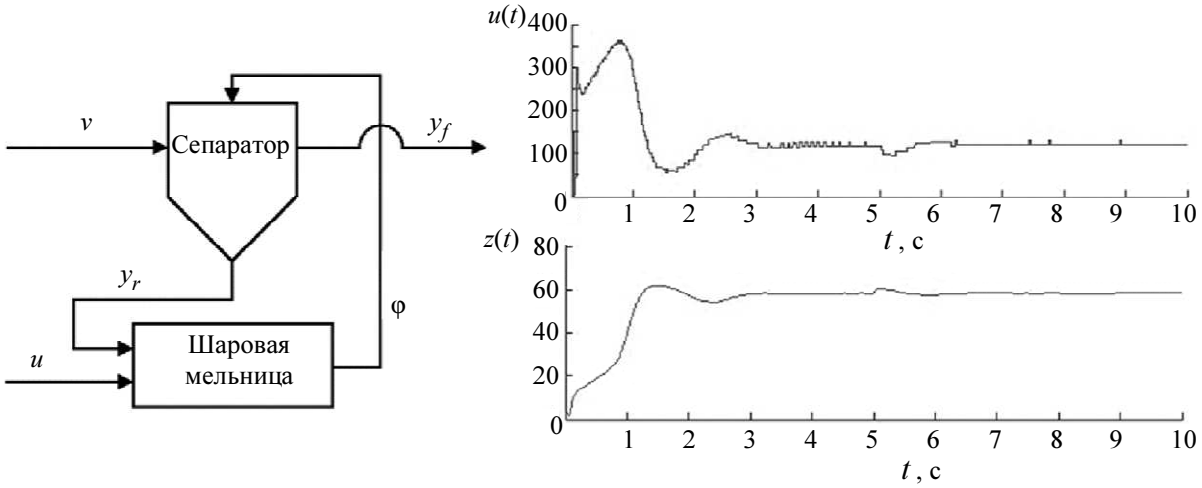


Рис. 3

Таким образом, разработана программная реализация нейросетевых алгоритмов управления сложными динамическими объектами на базе стандартных промышленных контроллеров SIMATIC фирмы «Сименс». Произведена оценка максимального времени отклика регулятора для основных типов процессорных модулей SIMATIC. Результаты расчетов показывают, что потенциальный класс систем включает процессы с постоянной времени от 1 мс и более.

С помощью математических пакетов и симулятора контроллеров SIMATIC проведено имитационное моделирование замкнутой системы с программной реализацией нейросетевого регулятора. Полученные результаты подтвердили правильность предложенных схем реализации и наряду с расчетами времен отклика доказали реализуемость нейросетевого регулятора. В ходе дальнейших исследований целесообразно изучить возможность его реализации на альтернативной элементной базе, например с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). Учитывая, что нейросетевые алгоритмы хорошо подходят для организации параллельного процесса вычислений, вариант регулятора на базе ПЛИС может обеспечить существенное увеличение производительности по сравнению с ПЛК и, как следствие, расширить диапазон потенциальных приложений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ефимов Д. В.,Терехов В. А., Тюкин И. Ю. Нейросетевые системы управления. // Сер. «Нейрокомпьютеры и их применение». Кн. 8 / Под общ. ред. А. И. Галушкина. М.: ИПРЖР, 2002.

2. Колесников А. А. Синергетическая теория управления. М.: Энергоатомиздат, 1994.
3. Robust Stabilization of a Nonlinear Cement Mill Model // F. Grognard, F. Jadot, L. Magni, et al. // IEEE Transactions on automatic control. 2001. Vol. 36, № 4. P. 618–623.

A. N. Nikonov, I. M. Shvec,
V. V. Ceboev, A. A. Uzenger

IMPLEMENTATION OF NEURAL NETWORK REGULATOR AS CONTINUOUS DYNAMICAL SYSTEM BASED ON INDUSTRIAL CONTROLLER SIEMENS SIMATIC

The aim of the research is examination of neural network regulator feasibility using typical industrial controllers. The main task is implementation of neural network algorithms declared by multi-dimensional nonlinear continuous dynamical system. Algorithms implementation is developed for SIMATIC controllers. Response time is calculated for all CPUs. Modeling of closed loop system is realized with neuroregulator. Neural network regulator feasibility is confirmed by successful results.

Neural network, adaptive control system, controlling by macro variable, software implementation of algorithms, industrial logic controller

УДК 621.391.13

Д. И. Каплун, Т. В. Меркучева,
С. А. Романов, А. А. Сидорова

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТОВ КВАНТОВАНИЯ В ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРАХ[1]

Рассмотрены эффекты квантования в цифровых фильтрах. Приведены формулы для оценки ошибок квантования. Исследованы погрешности характеристик цифровых фильтров в результате квантования. Показана возможность уменьшения влияния эффектов квантования на характеристики цифровых фильтров.

Эффекты квантования, цифровые фильтры, шум, КИХ-фильтр, импульсная характеристика, амплитудно-частотная характеристика, аналого-цифровой преобразователь, разрядность, фильтр с симметричной АЧХ, полуполосный фильтр

Эффекты квантования в цифровой обработке сигналов (ЦОС) обусловлены представлением данных в реальных системах. При любой аппаратной реализации алгоритмов ЦОС (программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС), программа на ЭВМ, специализированный процессор ЦОС) для представления коэффициентов фильтра и отсчетов сигнала используются элементы памяти (регистры, ячейки запоминающего устройства), разрядность которых конечна. Операционные устройства (умножители, сумматоры) также имеют ограниченную разрядность, что приводит к искажению значений результатов промежуточных вычислений. Операция квантования является нелинейной; привнесение данной операции в процесс обработки сигналов приводит к тому, что алгоритм реализуется неточно. К возникающим в связи с операцией квантования эффектам можно отнести:

• шум, обусловленный квантованием сигнала на входе системы (чаще всего шум аналого-цифрового преобразователя (АЦП));

• погрешности характеристик фильтров (по причине квантования коэффициентов передаточной функции (ПФ));

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011).

• некоррелированный шум округления (в умножителях и сумматорах), называемый также собственным шумом фильтра;

• коррелированный шум округления (предельные циклы);

Можно сразу отметить, что для фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) предельные циклы не рассматриваются, так как они возникают исключительно в рекурсивных структурах.

Перед более подробной оценкой источников шума сделаем ряд замечаний.

Шаг квантования. Будем считать, что числа, представленные в формате с фиксированной точкой, не превышают единицы. Тогда общее число двоичных разрядов m, выделенное для хранения числа (называемое длиной слова), может быть представлено в виде $b = m - 1$ младших двоичных разрядов (числовых), служащих для представления модуля числа, и старшего бита S, являющегося знаковым (рис. 1). Через Q обозначим шаг квантования, определяющийся как $Q = 2^{-b}$ [1].

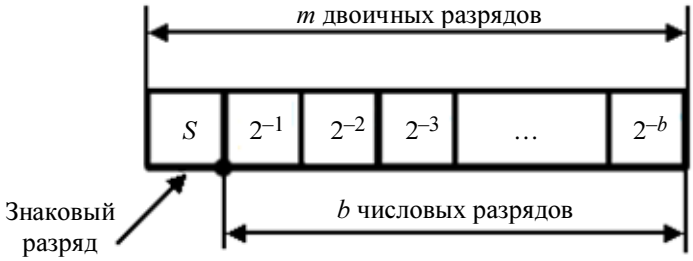


Рис. 1

Алгоритм квантования. В качестве алгоритма квантования рассмотрим округление, когда исходное значение заменяется ближайшим по уровню. В таком случае ошибка квантования

$$e(n) = s(n) - s_{\text{кв}}(n), \tag{1}$$

находится в пределах интервала $-Q/2 \le e(n) \le Q/2$ при любом n, где n – номер отсчета; $s(n)$ – отсчеты сигнала, представленные с неограниченной точностью; $s_{\text{кв}}(n)$ – их квантованные значения.

Сделаем допущение, что все значения ошибки квантования равновероятны, значит, ее плотность распределения $p(e)$ является равномерной (рис. 2). Тогда среднее значение ошибки квантования равняется нулю, а дисперсия – $Q^2/12$.

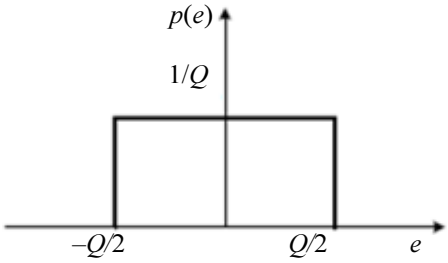


Рис. 2

Входной шум системы. Шум АЦП. Выходной сигнал АЦП является входным для цифровой системы. Будем считать, что в АЦП к дискретным значениям сигнала, представленным точно, добавляется некий шум квантования $e_{\text{АЦП}}(n)$ согласно выражению (1). Тогда выходной сигнал системы $y(n)$ будет определяться как

$$y(n) = \left(x(n) + e_{\text{АЦП}}(n)\right)h(n) = x(n)h(n) + e_{\text{АЦП}}(n)h(n), \tag{2}$$

где $x(n)$ – входной сигнал; $h(n)$ – импульсная характеристика системы.

Из выражения (2) видно, что шум АЦП проходит по всей системе и на выходе шумовая составляющая АЦП определяется сверткой входного шума АЦП с импульсной характеристикой (ИХ) фильтра.

Выражение (2) удобнее рассмотреть в частотной области. Частотные шумовые составляющие фильтруются наравне с полезным сигналом. Значит, в полосе задерживания (ПЗ), где составляющие самого сигнала должны быть подавлены, шум не играет роли, но его значение возрастает в полосе пропускания (ПП).

Однако следует учесть, что на выходе фильтра дисперсия шума АЦП будет иметь вид

$$\sigma_{\text{АЦП}}^{\text{вых}2} = \frac{Q^2}{12}\sum_{n=0}^{N-1} h^2(n),$$

что при соответствующем нормировании будет меньше, чем $Q^2/12$ [2]. Значит, при условии, что шаг квантования АЦП и округления результатов умножения одинаков, шумом АЦП можно пренебречь, так как его дисперсия меньше дисперсии собственного шума системы.

Погрешности характеристик фильтров. При расчете цифровых фильтров коэффициенты ПФ представлены с неограниченной точностью. При создании реальной системы коэффициенты рассчитанного фильтра также подлежат квантованию. Этим квантованием обусловлена погрешность характеристик фильтров. Представим квантованную ИХ фильтра $h_{\text{кв}}(n)$ как

$$h_{\text{кв}}(n) = h(n) + e_k(n),$$

где $h(n)$ – импульсная характеристика фильтра, представленного точно (назовем его здесь точным фильтром); $e_k(n)$ – ошибка квантования коэффициентов фильтра.

Тогда выходной сигнал системы $y(n)$ будет определяться как

$$y(n) = x(n)h_{\text{кв}}(n) = x(n)h(n) + x(n)e_k(n), \tag{3}$$

где $x(n)$ – входной сигнал.

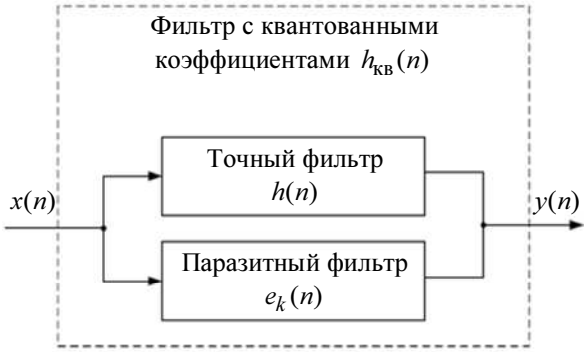


Рис. 3

Выражение (3) означает, что фильтр с квантованными коэффициентами ИХ может быть представлен в виде параллельного соединения точного фильтра с паразитным (рис. 3). Импульсная характеристика паразитного фильтра представлена ошибками квантования. Следует заметить, что поскольку точный фильтр имеет симметричную ИХ, то и паразитный фильтр имеет симметричную ИХ и, следовательно, линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ).

Обозначим через $E_L(e^{j\hat{w}})e^{-j\hat{w}\frac{N-1}{2}}$ частотную характеристику паразитного фильтра. Если предположить, что ошибки квантования коэффициентов фильтра независимы, то, как указано в [2], можно использовать следующую оценку:

$$\overline{E}_L^2(e^{j\hat{w}}) = \frac{Q^2}{12}\left(1 + 4\sum_{n=1}^{\frac{N-1}{2}} \cos^2(\hat{\omega} n)\right).$$

В любом случае $E_L(e^{j\hat{w}})$ является случайной величиной, для которой априори могут быть даны лишь статистические оценки. Однако поскольку квантование коэффициентов выполняется один раз на этапе проектирования фильтра (случаи расчета фильтра в реальном времени не рассматриваются), то при фиксированной длине слова можно предложить 2 варианта улучшения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) квантованного фильтра, если она не соответствует требованиям. В первом случае можно увеличить порядок фильтра, а затем вновь провести квантование коэффициентов. Эта процедура может быть выполнена несколько раз. Во втором случае можно попытаться оптимизировать значения квантованных коэффициентов при фиксированном порядке фильтра (оптимальное квантование коэффициентов). В этом случае могут быть достигнуты хорошие результаты, но задача должна решаться отдельно для каждого случая.

Собственный шум фильтра. Собственный шум фильтра вызван операцией квантования результатов умножений, для точного представления которых необходимо в 2 раза больше ячеек памяти. Операция квантования в нерекурсивных структурах может проводиться либо после итогового суммирования (рис. 4, *а*), либо после каждой операции умножения в отдельности (рис. 4, *б*).

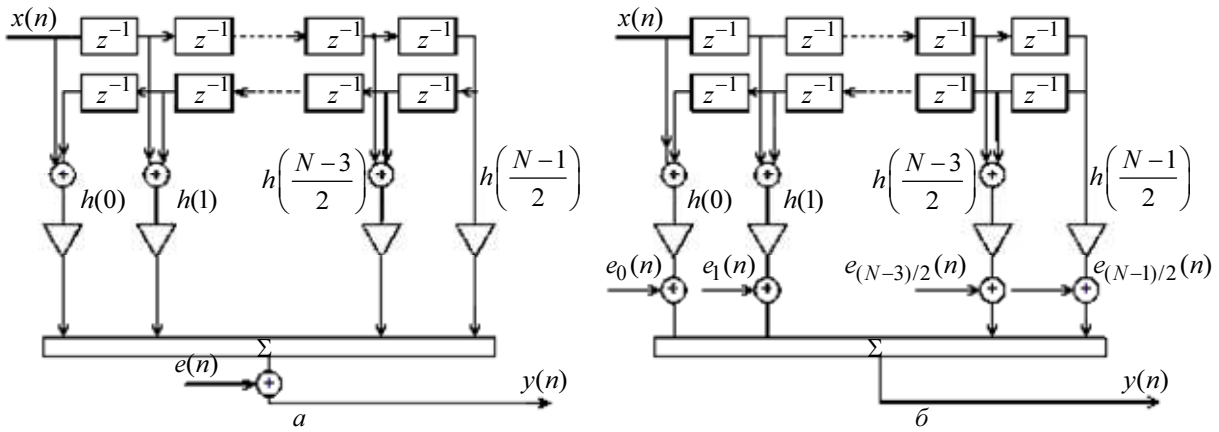


Рис. 4

В первом случае фактически квантуется сигнал на выходе фильтра, что приводит к модели, описанной выражением (1). В этом случае ошибка квантования на выходе фильтра имеет нулевое среднее значение, равномерно распределена на интервале от $-Q/2$ до $Q/2$, и ее дисперсия составляет $Q^2/12$.

Во втором случае выходной шум, являющийся суммой некоррелированных случайных последовательностей, определяется выражением

$$e(n) = \sum_{i=0}^{\frac{N-1}{2}} e_i(n).$$

Среднее значение $e(n)$ равно нулю, а дисперсия

$$\sigma_0^2 = (\frac{N-1}{2})\frac{Q^2}{12}.$$

В последнем выражении на значение мощности шума округления влияет число умножений в фильтре. Значит, сокращение этого числа, например в случае фильтров с симметричными АЧХ [3], [4] (их еще называют полуполосными), должно привести к уменьшению дисперсии собственного шума системы. Это произойдет лишь тогда, когда производится округление результата после каждого умножения.

Рассмотрим пример для случая представления данных в формате с фиксированной точкой, разрядность входных данных, выходных данных и коэффициентов равна 16.

Пусть заданы следующие требования к полосовому фильтру: ПП 0,35–0,7; ПЗ 0–0,15 и 0,8–1 (в нормированной шкале частот); неравномерность АФ во всех полосах равняется 0,025.

Амплитудная функция такого фильтра не обладает свойством симметрии. Однако если левую граничную частоту ПП (0,35) сдвинуть в область полосы расфильтровки так, что она станет равной 0,3, а левую граничную частоту ПЗ (0,15) сдвинуть в область полосы расфильтровки так, что она станет равной 0,2, то, при условии выполнения первоначальных требований, полученный фильтр будет обладать свойством двойной симметрии АФ (рис. 5).

Фильтр, рассчитанный по исходным требованиям, имеет длину 29, для его реализации требуется 15 умножений. Фильтр, рассчитанный по симметричным требованиям, имеет длину 31, для его реализации требуется 5 умножений.

Сравним АЧХ двух фильтров в основных точках. На рис. 5, 6 цифрой *1* отмечена АЧХ фильтра, рассчитанного по исходным требованиям, а цифрой *2* – фильтра, рассчитанного по симметричным требованиям.

Из рис. 5, 6 видно, что погрешность квантования у фильтров, синтезированных по симметричным требованиям, меньше, так как их АЧХ ближе к идеальной. Соответственно, можно утверждать, что при сокращении количества умножений в фильтре погрешность квантования уменьшается.

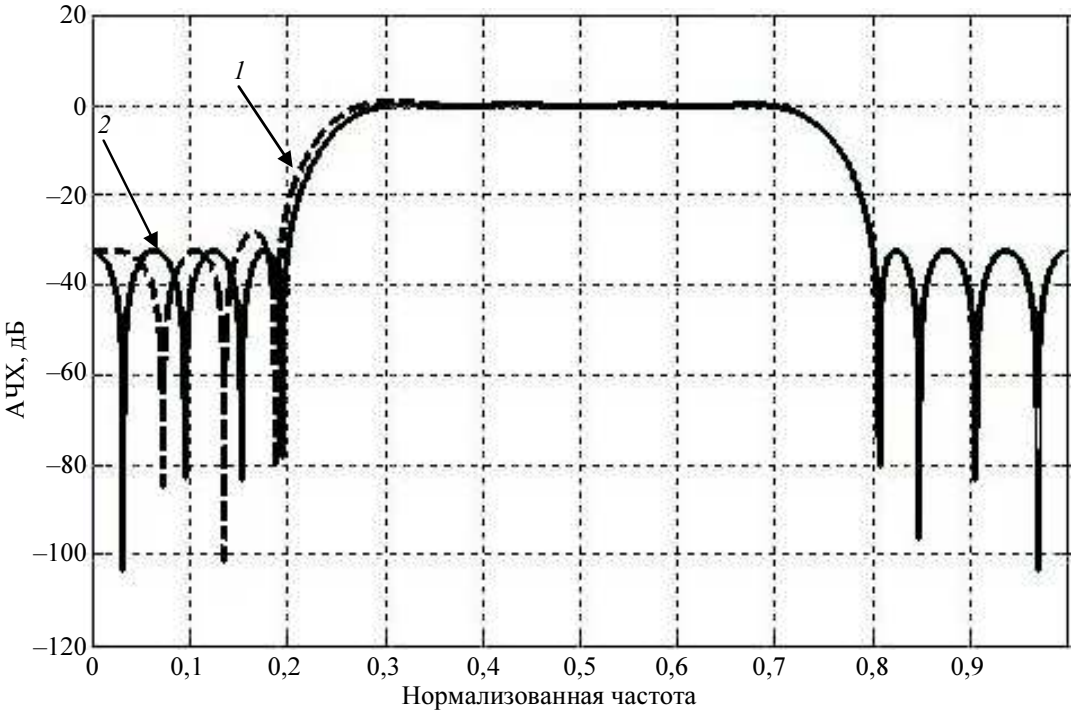


Рис. 5

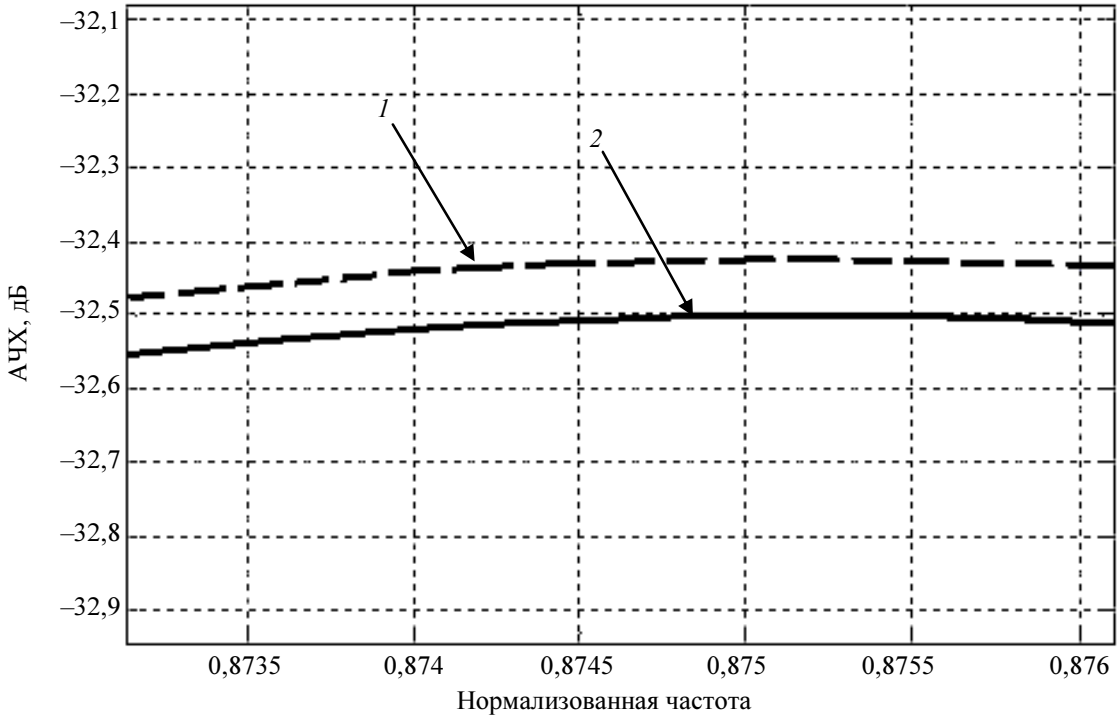


Рис. 6

Пример расчета эффектов квантования. Пусть имеется система из АЦП и полосозадерживающего фильтра (ПЗФ) (рис. 7). Шаг квантования АЦП, результатов умножения и коэффициентов фильтра одинаков, длина слова 12 бит.

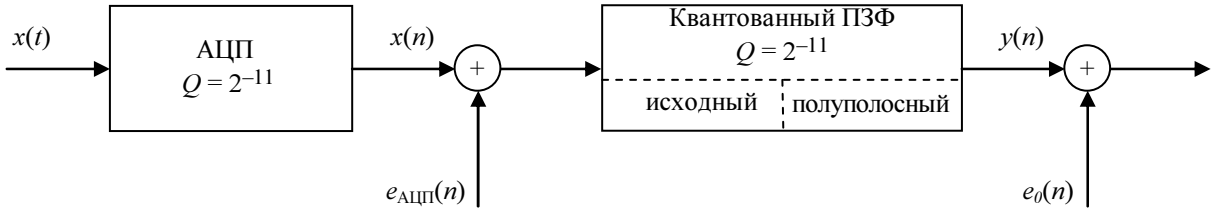


Рис. 7

В этом случае шум АЦП имеет нулевое среднее значение, ошибка квантования $e_{\text{АЦП}}(n)$ лежит в пределах интервала [-2^{-12}; 2^{12}], дисперсия равна $1{,}97 \cdot 10^{-8}$.

Рассчитаем 2 ПЗФ. Первый синтезируем по исходным требованиям, для синтеза второго фильтра сдвинем граничные интервалы в область полосы расфильтровки для получения двойной симметрии.

Требования к ПЗФ (частоты нормированы к частоте Найквиста): ПП1 [0; 0,18], ПЗ [0,28; 0,64], ПП2 [0,8; 1], неравномерность во всех полосах частот 0,006. Исходный фильтр, рассчитанный по данным требованиям, имеет длину 49 (25 умножений), квантованные значения коэффициентов ИХ фильтра представлены в табл. 1.

Для получения требований к полуполосному фильтру с двойной симметрией необходимо сдвинуть граничные частоты ПП1, ПП2 и ПЗ в область полос расфильтровки так, что ПП1 будет расположена от нуля до 0,22; ПЗ – от 0,28 до 0,72; ПП2 – от 0,78 до единицы. Полуполосный ПЗФ, рассчитанный по приведенным требованиям, имеет ИХ длины 77 и включает 11 умножений. Квантованные значения коэффициентов ИХ фильтра представлены в табл. 2.

Оценим полученные фильтры по влиянию эффектов квантования. Результаты расчетов для шума АЦП, приведенного к выходу системы, собственного шума системы для случаев квантования результатов умножений после итогового суммирования (рис. 4, *а*) и после каждого умножения (рис. 4, *б*) приведены в табл. 3.

На рис. 8 представлены АЧХ паразитных фильтров для исходного (1) и полуполосного (2) случаев. Из графиков видно, что АЧХ паразитных фильтров носят случайный характер и имеют значения одного порядка.

Таблица 1

Коэффициент	Значение	Коэффициент	Значение	Коэффициент	Значение
*b*0 = b48	–0,0048828	*b*9 = b39	–0,023438	*b*18 = b30	–0,064453
*b*1 = b47	–0,0019531	*b*10 = b38	0,0048828	*b*19 = b29	0,032227
*b*2 = b46	0,0024414	*b*11 = b37	–0,0019531	*b*20 = b28	–0,035156
*b*3 = b45	–0,0029297	*b*12 = b36	–0,0024414	*b*21 = b27	0,06543
*b*4 = b44	0,0083008	*b*13 = b35	0,043457	*b*22 = b26	0,30225
*b*5 = b43	0,0083008	*b*14 = b34	0,010742	*b*23 = b25	–0,054199
*b*6 = b42	–0,0048828	*b*15 = b33	–0,01123	*b*24	0,54248
*b*7 = b41	0,0048828	*b*16 = b32	0,019043	–	–
*b*8 = b40	–0,0068359	*b*17 = b31	–0,060547	–	–

Таблица 2

Коэффициент	Значение	Коэффициент	Значение	Коэффициент	Значение
*b*0 = b76	–0,0043945	*b*16 = b60	–0,018066	*b*32 = b44	–0,10254
*b*4 = b72	0,0053711	*b*20 = b56	0,025879	*b*36 = b40	0,31689
*b*8 = b68	–0,0083008	*b*24 = b52	–0,037598	*b*38	0,5
*b*12 = b64	0,012207	*b*28 = b48	0,058105	–	–

Таблица 3

Характеристика	Фильтр	
	исходный	полуполосный
$\sigma_{\text{АЦП}}^{\text{вых}2}$	$1{,}03\cdot10^{-8}$	$0{,}96\cdot10^{-8}$
σ_0^2, округление после суммирования	$1{,}97\cdot10^{-8}$	$1{,}97\cdot10^{-8}$
σ_0^2, округление после умножения	$49{,}67\cdot10^{-8}$	$21{,}86\cdot10^{-8}$

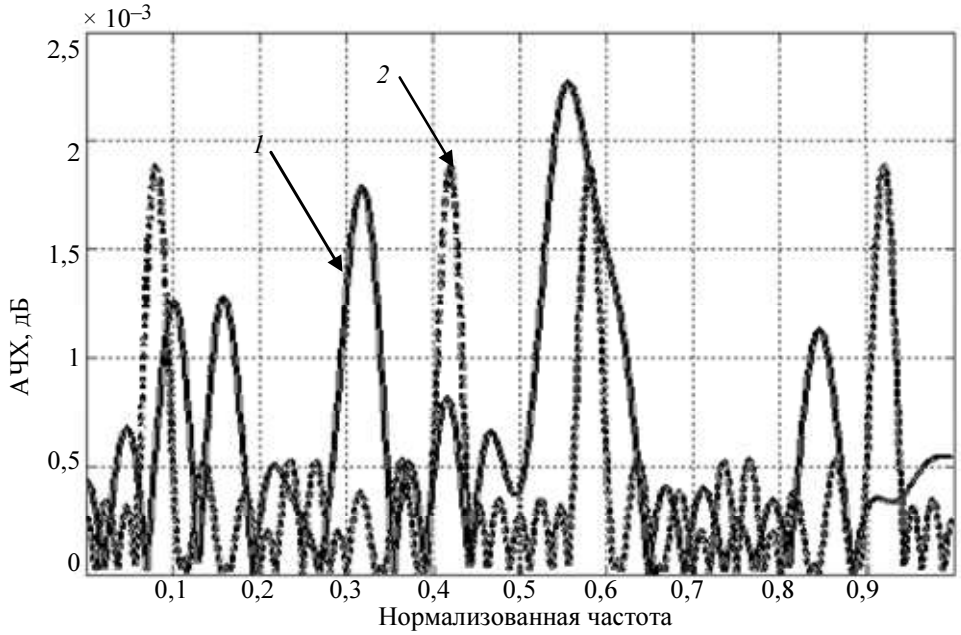


Рис. 8

Итак, представленные результаты показывают, что применение полуполосного фильтра с двойной симметрией не ухудшает дисперсию шума квантования в случае округления после суммирования и улучшает дисперсию в случае округления после умножения. Вместе с тем, второй вариант реализации фильтров позволяет существенно сэкономить вычислительные ресурсы, поэтому является более предпочтительным для реализации как по аппаратным затратам, так и по точностным характеристикам обработки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куприянов М. С., Матюшкин Б. Д. Цифровая обработка сигналов. Процессоры. Алгоритмы. Средства проектирования. СПб.: Политехника, 1998.
2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.
3. Каплун Д. И., Меркучева Т. В. Применение метода симметрирования АЧХ при синтезе нерекурсивных цифровых фильтров // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 2. С. 104–110.
4. Ланнэ А. А., Меркучева Т. В. «Синтез нерекурсивных фильтров и корректоров с симметричными амплитудно-частотными характеристиками» // Информация и космос. 2007. № 4. С. 10–16; 2008. № 1. С. 45–55.

D. I. Kaplun, T. V. Merkucheva, S. A. Romanov, A. A. Sidorova

RESEARCH OF EFFECTS OF QUANTIZATION IN DIGITAL FILTERS

Effects of quantization in digital filters are considered. Formulas for an estimation of errors of quantization are resulted. Errors of characteristics of digital filters as a result of quantization are investigated. Possibility of reduction of influence of effects of quantization on characteristics of digital filters is shown.

Effects of quantization, digital filters, noise, FIR-FILTER, impulse response, magnitude response, analog-digital converter, word length, filter with symmetric magnitude response, half-band digital filter

УДК 621.391

Д. М. Клионский, Д. В. Миненков,
Е. О. Петриленков, Т. А. Мотиенко

ПРИМЕНЕНИЕ ГАРМОНИЧЕСКИХ ВЕЙВЛЕТОВ В ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ*

Рассматривается применение гармонических вейвлетов к широкому классу быстроосциллирующих процессов, в частности мультигармонических. Демонстрируется применение данного типа вейвлетов к часто встречающимся на практике процессам с разным числом гармоник. Уделено внимание важнейшей практической задаче – очистке сигналов от шума с использованием специальных статистических критериев и пороговой обработки отсчетов.

Цифровая обработка сигналов, гармонические вейвлеты, мультигармонический сигнал

Рассмотрим использование специфических функций, называемых *гармоническими вейвлетами*, по отношению к широкому классу быстроосциллирующих процессов, в частности *мультигармонических*. Введение упомянутых вейвлетов необходимо для *эффективной* обработки таких процессов, поскольку гармонические вейвлеты по своей природе подобны данным процессам. Также гармонические вейвлеты перспективны для обработки и анализа других типов быстроосциллирующих процессов при наличии в них переходных участков.

* Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011 и государственный контракт 13.G25.31.0054).

Рассмотрим базис на основе вейвлетов [1], [2], спектры которых имеют вид прямоугольной волны в заданной полосе частот [3], [4]. В качестве примера на нулевом уровне ($j = 0$) для базисного вейвлета имеем следующее выражение для модуля спектральной плотности $W(\omega)$:

$$|W(\omega)| = \begin{cases} 1/2\pi, & 2\pi \le \omega < 4\pi, \\ 0, & \omega < 2\pi, \omega \ge 4\pi. \end{cases} \tag{1}$$

Избавившись от знака абсолютной величины, получим:

$$W(\omega) = \begin{cases} 1/2\pi, & 2\pi \le \omega < 4\pi, \\ 0, & \omega < 2\pi, \omega \ge 4\pi. \end{cases}$$

Далее установим вид базисной функции во временной области, используя обратное преобразование Фурье (ОПФ) от выражения (1) ($i = \sqrt{-1}$):

$$w(x) = \frac{e^{i4\pi x} - e^{i2\pi x}}{i2\pi x}. \tag{2}$$

Вещественная и мнимая части соотношения (1) представляют собой линейную комбинацию гармонических функций. Использование комплексного представления вейвлета позволяет получить 2 вещественных представления на основе единого представления (2) аналогично тому, как в комплексном гармоническом анализе функция $e^{i\omega x}$ используется для представления двух вещественных функций в синусоидальной $\sin\omega x$ и косинусоидальной $\cos\omega x$ формах соответственно (на основании формулы Эйлера). Очевидно, вещественная часть (2) является четной, а мнимая – нечетной функцией частоты, где опять-таки прослеживается полная аналогия с комплексной экспонентой.

Рассмотрим выражение для спектра базисного вейвлета, соответствующего произвольному *j*-му уровню разложения и сдвигу на величину k :

$$W(\omega) = \begin{cases} \dfrac{1}{2\pi} 2^{-j} e^{-\frac{i\omega k}{2^j}}, & 2\pi 2^j \le \omega < 4\pi 2^j, \\ 0, & \omega < 2\pi 2^j, \omega \ge 4\pi 2^j. \end{cases} \tag{3}$$

Аналогично тому, как это было сделано ранее, найдем ОПФ от (3):

$$w(2^j x - k) = \frac{e^{i4\pi(2^j x - k)} - e^{i2\pi(2^j x - k)}}{i2\pi(2^j x - k)}, \tag{4}$$

где $j \in [0; +\infty)$, $|k| < \infty$. Из (3) следует, что гармонические вейвлеты имеют *конечный носитель* в частотной области (поскольку спектр вейвлетов отличен от нуля в ограниченной полосе частот) и бесконечный носитель во временной области. Однако поскольку во временной области вейвлет убывает по гиперболическому закону, как это следует из (4), можно при необходимости определить эффективную ширину носителя во временной области (например, как интервал, на котором значения выражения (4) убывают до уровня 0.1 от максимума).

Для $j = -1$ выражение (3) приобретает вид

$$W(\omega) = \begin{cases} \dfrac{1}{2\pi} e^{-i\omega k}, & 0 \le \omega < 2\pi, \\ 0, & \omega < 0, \omega \ge 2\pi, \end{cases} \tag{5}$$

откуда во временной области получаем

$$\phi(x-k)=\frac{e^{i2\pi(x-k)}-1}{i2\pi(x-k)}, \tag{6}$$

где $|k|<\infty$, $\phi(x)$ – *масштабирующая функция*. Рассуждения относительно носителя данной функции полностью аналогичны приведенным ранее для носителя вейвлетов. Причина выбора именно такой масштабирующей функции (6) и базисного вейвлета (4) состоит в том, что они образуют *ортогональное множество*, т. е.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(2^j x-k)w(2^r x-s)dx=0 \quad \forall j,k,r,s\ (j,r\geq 0), \tag{7}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(2^j x-k)w^*(2^r x-s)dx=0 \quad \forall j,k,r,s\ (j,r\geq 0;\ r\neq j;\ s\neq k), \tag{8}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |w(2^j x-k)|^2 dx=1/2^j. \tag{9}$$

Для масштабирующей функции (6) справедливы аналогичные соотношения:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \phi(x-k)\phi(x-s)dx=0 \quad \forall k,s, \tag{10}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \phi(x-k)\phi^*(x-s)dx=0 \quad \forall k,s\,(k\neq s), \tag{11}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |\phi(x-k)|^2 dx=1. \tag{12}$$

Масштабирующая функция и базисный вейвлет также ортогональны:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(2^j x-k)\phi(x-s)dx=0 \quad \forall j,k,s\,(j\geq 0), \tag{13}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(2^j x-k)\phi^*(x-s)dx=0 \quad \forall j,k,s\,(j\geq 0). \tag{14}$$

Доказательство свойств (7)–(14) основывается на сохранении скалярного произведения двух функций в результате действия на каждую из них оператора Фурье. Данные свойства записываются на основе известных аналитических соотношений, выражающих суть теоремы Рэлея:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(x)v(x)dx=2\pi\int_{-\infty}^{+\infty} W(\omega)V(-\omega)d\omega, \tag{15}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} w(x)v^*(x)dx=2\pi\int_{-\infty}^{+\infty} W(\omega)V^*(\omega)d\omega. \tag{16}$$

Интегралы, стоящие в правых частях (15) и (16), обратятся в ноль, поскольку гармонические вейвлеты, соответствующие различным значениям *j*, занимают разные частотные полосы и не перекрываются, откуда следует, что скалярные произведения равны нулю. Вышеприведенные результаты свидетельствуют о том, что функции $w(2^j x - k)$ и $\phi(x-k)$ образуют *ортогональный базис*. Можно показать, что функциональный ряд для некоторой функции $f(x)$ по гармоническим вейвлетам сходится в среднеквадратическом смысле при условии, что функция является квадратично интегрируемой, т. е. $\int_{-\infty}^{+\infty} |f(x)|^2 dx < \infty$. С учетом рассмотренных свойств и особенностей можно выделить следующие основные преимущества гармонических вейвлетов по сравнению с другими типами вейвлетов, используемых на практике:

- Гармонические вейвлеты описываются точным аналитическим выражением во временной и частотной областях.
- Гармонические вейвлеты имеют компактный носитель (отличны от нуля в конечной области) в частотной области, что эффективно при решении задачи локализации частотных особенностей сигналов.
- Каждой паре значений j,k соответствует 2 вещественных вейвлета во временной области и 2 вещественных вейвлета в частотной области.
- Существуют быстрые алгоритмы вычисления вейвлет-коэффициентов и восстановления сигнала во временной области, основанные на быстром преобразовании Фурье (БПФ).

Основным недостатком гармоническим вейвлетов являются их более слабо выраженные локализационные свойства во временной области по сравнению с другими видами вейвлетов. Спектр в виде прямоугольной волны приводит к затуханию во временной области по закону $1/x$, что может оказаться недостаточным для выделения тонких кратковременных особенностей (сингулярностей) в сигнале.

Рассмотрим вейвлет-преобразование в базисе на основе гармонических вейвлетов**.** Вейвлет-коэффициенты вычисляются следующим образом:

$$a_{j,k} = 2^j \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) w^*(2^j x - k) dx,$$

$$\tilde{a}_{j,k} = 2^j \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) w(2^j x - k) dx,$$

$$a_{\phi,k} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \phi^*(x-k) dx,$$

$$\tilde{a}_{\phi,k} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \phi(x-k) dx.$$

Для вещественных функций $f(x)$ данные коэффициенты подчиняются условию $\tilde{a}_{j,k} = a^*_{j,k}$, $\tilde{a}_{\phi,k} = a^*_{\phi,k}$, однако для комплекснозначных функций вычисления необходимо производить отдельно. Функция представляется в виде ряда следующим образом:

$$f(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(a_{\phi,k} \phi(x-k) + \tilde{a}_{\phi,k} \phi^*(x-k) \right) + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(a_{j,k} w(2^j x - k) + \tilde{a}_{j,k} w^*(2^j x - k) \right).$$

Таким образом, для нахождения вейвлет-разложения необходимо получить значения коэффициентов $a_{j,k}, \tilde{a}_{j,k}, a_{\phi,k}, \tilde{a}_{\phi,k}$. Рассмотрим вычисление коэффициентов на примере $a_{j,k}$ на основе (3):

$$a_{j,k} = 1/2\pi \int_{2\pi 2^j}^{4\pi 2^j} d\omega e^{i\omega k/2^j} \int_{-\infty}^{+\infty} dx f(x) e^{-i\omega x},$$

$$a_{j,k} = \int_{2\pi 2^j}^{4\pi 2^j} F(\omega) e^{i\omega k/2^j} d\omega. \qquad (17)$$

Далее заменим интегрирование на суммирование (замены $n = 2^j$ и $s = m - n$), переходя тем самым от непрерывного к дискретному преобразованию, и введем коэффициенты F_{2^j+s}:

$$F_{2^j+s} = 2\pi F(\omega = 2\pi(2^j + s)).$$

Тогда выражение (17) примет вид

$$a_{2^j+k} = \sum_{s=0}^{2^j-1} F_{2^j+s} e^{i2\pi(2^j+s)k/2^j}. \qquad (18)$$

После элементарных преобразований выражение (18) приобретает вид

$$a_{2^j+k} = \sum_{s=0}^{2^j-1} F_{2^j+s} e^{i2\pi sk/2^j}, \quad k = 0,...,2^j - 1.$$

Фактически оно представляет собой обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) последовательности $F_{2^j+s}, s = 0,...,2^j - 1$. Таким образом, алгоритм вычисления вейвлет-преобразования сводится к следующему:

• Исходная непрерывная функция $f(x)$ представляется своими дискретными отсчетами $f(r), r = 0,...,N-1$, где N является степенью 2 (при необходимости производится дополнение нужным количеством нулей).

• Вычисляется ДПФ с помощью БПФ с целью получения набора комплексных чисел $F_t, t = 0,...,N-1,$ – Фурье-коэффициентов.

• Октавные блоки F_t обрабатываются на основе обратного ДПФ для получения значений коэффициентов $\tilde{a}_{j,k}, a_{j,k}, a_{\phi,k}, \tilde{a}_{\phi,k}$. Результаты расчета коэффициентов (распределение вейвлет-коэффициентов по уровням) представлены в таблице.

Номер уровня разложения	Вейвлет-коэффициенты	Количество коэффициентов
–1	$a_0 = F_0$ – всегда вещественное число	1
0	a_1	1
1	a_2, a_3	2
2	a_4, a_5, a_6, a_7	4
3	$a_8,...,a_{15}$	8
……	……	……
j	$a_{2^j},...,a_{2^{j+1}-1}$	2^j
……	……	……
$n-2$	$a_{N/4},...,a_{N/2-1}$	2^{n-2}
$n-1$	$a_{N/2} = F_{N/2}$ – всегда вещественное число	2^{n-1}

Как видно из таблицы, на каждом уровне присутствует 2^j вейвлет-коэффициентов. Аналитически коэффициенты j-го уровня записываются как $a_{2^j+k}, k = 0,...,2^j - 1$.

Выражение для $\tilde{a}_{2^j+k}$ получается аналогично выражению для a_{2^j+k}:

$$\tilde{a}_{2^j+k} = \sum_{s=0}^{2^j-1} F_{-(2^j+s)} e^{-i2\pi sk/2^j}, \quad k = 0,...,2^j - 1.$$

Отрицательный индекс у последовательности F объясняется тем, что $F_{-(2^j+s)}$ является дискретным аналогом $F(-\omega)$. Поскольку ДПФ не имеет отрицательных индексов, нужно использовать свойство цикличности $F_{-s} = F_{N-s}$. В результате получим:

$$\tilde{a}_{2^j+k} = \sum_{s=0}^{2^j-1} F_{N-(2^j+s)} e^{-i2\pi sk/2^j}, \quad k = 0,...,2^j - 1.$$

Вычисление коэффициентов a_0 и $a_{N/2}$ требует отдельных комментариев. Рассмотрим вычисление a_0. Очевидно,

$$a_{\phi,k} = \int_{-\infty}^{+\infty} dx \int_{-\infty}^{+\infty} d\omega \Phi^*(\omega) e^{i\omega k} f(x) e^{-i\omega x} = \int_0^{2\pi} d\omega F(\omega) e^{i\omega k}. \tag{19}$$

В (19) пределы интегрирования изменены с бесконечных на конечные, поскольку согласно (6) $\Phi(\omega)$ отлично от нуля только в диапазоне $0 \le \omega \le 2\pi$. Тогда

$$a_0 = a_{\phi,0} + \tilde{a}_{\phi,0} = 2\pi F(\omega = 0) + 2\pi F(\omega = 0) = 4\pi F(\omega = 0).$$

Теперь рассчитаем значение $a_{N/2}$. Для этого проверим справедливость равенства Парсеваля:

$$\sum_{k=0}^{N-1} |F_k|^2 = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} |f_r|^2.$$

Оно также выполняется для октавных блоков:

$$\frac{1}{2^j} \sum_{k=0}^{2^j-1} |a_{2^j+k}|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{2^j-1} |F_{2^j+k}|^2.$$

Следовательно, необходимо положить $a_{N/2} = F_{N/2}$. Тогда

$$|a_0|^2 + \sum_{j=0}^{n-2} \left(\frac{1}{2^j} \sum_{k=0}^{2^j-1} \left(|a_{2^j+k}|^2 + |a_{N-2^j-k}|^2 \right) \right) + |a_{N/2}|^2 = \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} |f_r|^2.$$

Исследуем эффективность гармонических вейвлетов в задачах обработки мультигармонических процессов, представляющих собой аддитивную смесь гармонических функций и белого гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией σ^2. Рассмотрим вначале случай, когда частота гармоники f_0 много меньше частоты Найквиста $f_s/2$. Данное условие запишется в виде $f_0 << f_s/2$. В качестве примера возьмем $f_s = 10\,000$ Гц, а $f_0 = 200$ Гц. Из рис. 1 видно, что большая часть вейвлет-коэффициентов либо равна нулю, либо близка к нулю ввиду подобия сигнала и базисного вейвлета. В качестве показателя эффективности применения гармонических вейвлетов рассмотрим следующий:

$$\beta = N_{NZ} / N,$$

где N_{NZ} – число ненулевых вейвлет-коэффициентов, а N – общее число вейвлет-коэффициентов на всех уровнях, численно равное длине исходного сигнала. На практике в вычислениях всегда присутствует погрешность, поэтому фактически при сравнении коэффициентов с нулем необходимо использовать некоторое малое число eps, например $\mathrm{eps} = 10^{-4}$. Необходимо не забывать, что с eps сравнивается как вещественная, так и мнимая часть, поскольку вейвлет-коэффициенты комплекснозначные. Для данного случая имеем $N_{NZ} = 9776$ вейвлет-коэффициентов, у которых и вещественная, и мнимая части меньше введенного порога, что составляет около 98 % ($\beta = 0.98$) и подтверждает эффективность применения гармонических вейвлетов к данному типу сигналов. На рис. 1 представлены соответствующие графики. Самый нижний график (№ 13) соответствует самому тонкому уровню, а самый верхний (№ 1) – самому грубому.

Рассмотрим пример разложения суммы двух гармоник, удаленных друг от друга по частоте, причем частоту одной из гармоник возьмем близкой к частоте Найквиста. При том же значении частоты Найквиста, что и в предыдущем примере, возьмем частоты гармоник $f_1 = 1000$ Гц и $f_2 = 3000$ Гц. Результат выполнения гармонического вейвлет-преобразования показан на рис. 2.

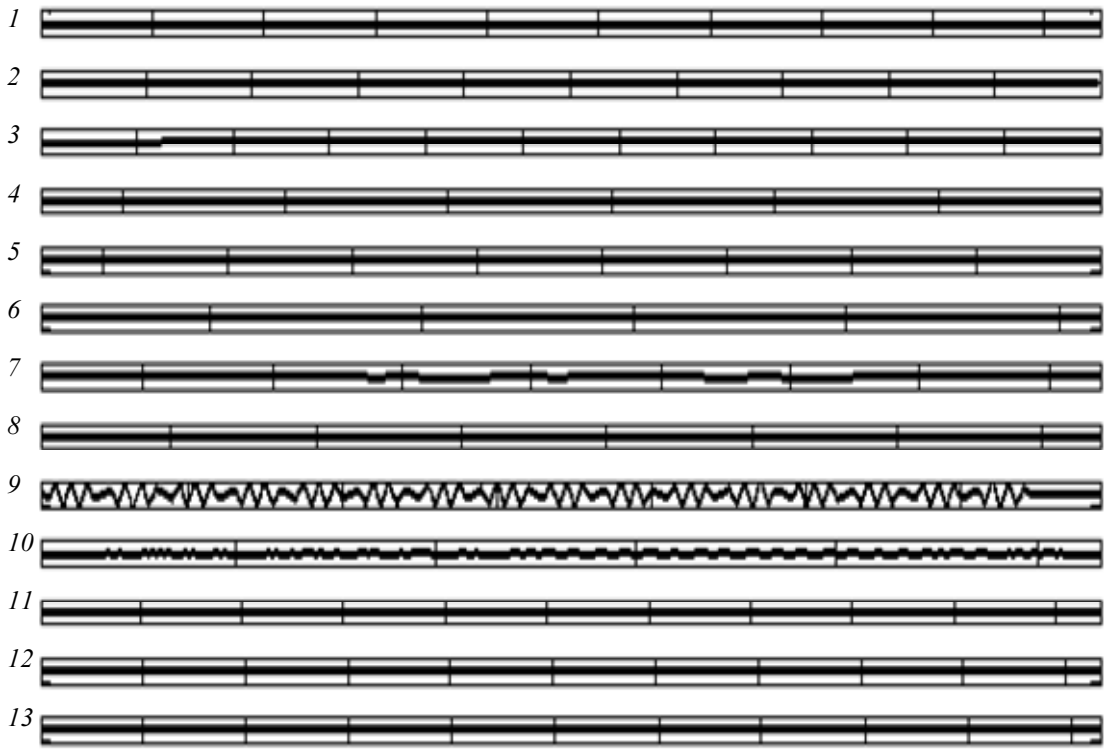


Рис. 1

Появление ненулевых коэффициентов на первом уровне разложения (поскольку при вычислении вейвлет-коэффициенты получаются “в обратном порядке”, т. е. от самого грубого к самому тонкому уровню, то на рис. 2 самый тонкий уровень, для которого характерны шумовые коэффициенты, расположен в самой нижней части и обозначен № 13) связано с тем, что высокочастотная гармоника с $f_2 = 3000$ Гц воспринимается алгоритмом

как шум, и на рисунке виден силуэт гармонической функции. Аналогично на третьем уровне разложения (график № 11 на рис. 2) видны фрагменты низкочастотной гармоники, которые отражаются в соответствующих вейвлет-коэффициентах. В данном случае $N_{NZ} = 4944$ и $\beta = 0.4944$.

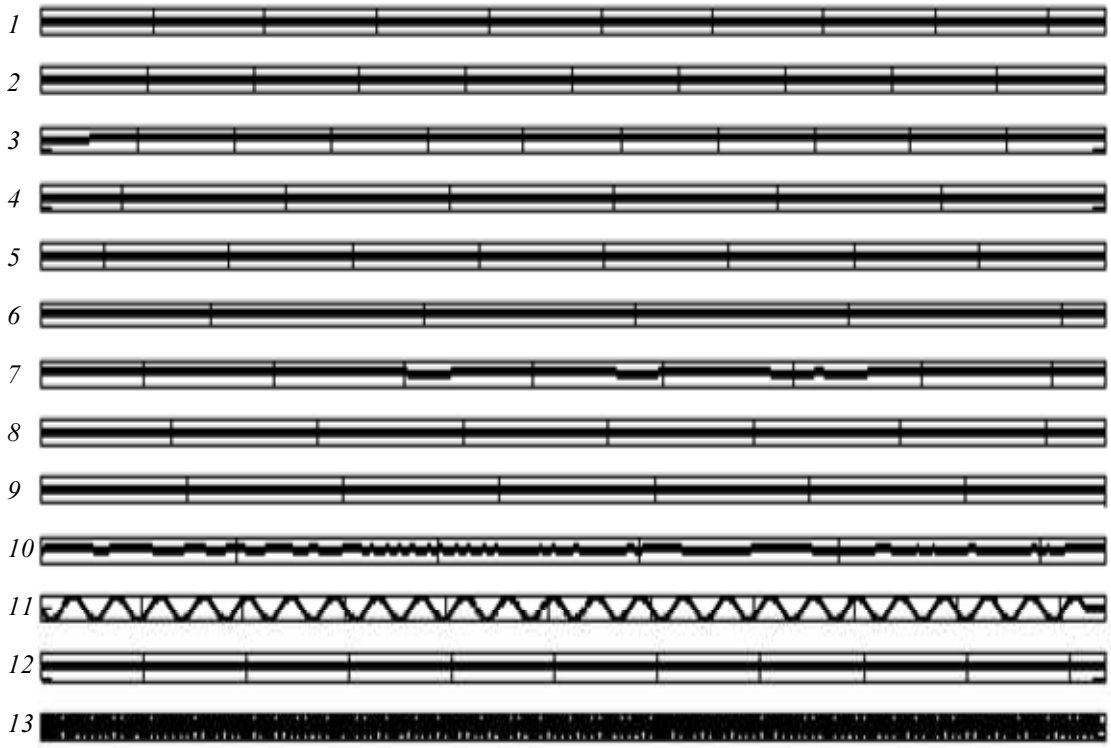


Рис. 2

Из данных графиков можно сделать следующий важный вывод: гармоническое вейвлет-преобразование очень эффективно при идентификации мультигармонических сигналов. Чем меньше отношение $\max\{f_i\}/(f_s/2)$, где f_i – частота i-й гармоники, тем больше нулевых коэффициентов присутствует в разложении и тем достовернее идентификация. При увеличении частот гармоник появляются эффекты, показанные на рис. 2, что приводит к заметному снижению числа ненулевых вейвлет-коэффициентов и ухудшению достоверности идентификации мультигармонического сигнала. В качестве метода выявления подобных ситуаций предлагается исследование нескольких первых уровней с помощью скользящего окна, в пределах которого вычисляется энергия или дисперсия (обе характеризуют интенсивность осцилляций) вейвлет-коэффициентов. После этого строится графическая зависимость вычисленной энергии или дисперсии от положения окна. При ненулевых значениях характеристик принимается решение о том, что в сигнале содержится одна или несколько высокочастотных гармоник. Данный метод следует применять с осторожностью при наличии в сигнале шума, поскольку шум приводит к тому, что энергия (дисперсия) вейвлет-коэффициентов на самом тонком уровне разложения окажется заведомо отличной от нуля.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Daubechies I. Orthonormal bases of wavelets with finite support - connection with discrete filters. In Wavelets, time-frequency methods and phase space / ed. J. M. Combes, A. Grossmann & Ph. Tchamitchian. Berlin: Springer-Verlag, 1989.

2. Mallat S. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation // IEEE Trans. Pattern Analysis Machine Intell. 1989. 11. P. 674–693.
3. Newland D. E. Harmonic wavelet analysis // Proc. of the Royal Society of London. Series A (Mathematical and Physical Sciences). 1993. Vol. 443, no. 1917. P. 203–225.
4. Newland D. E. Random vibrations, spectral and wavelet analysis, 3rd edn. Harlow: Longman, and New York: John Wiley, 1993.

D M. Klionsky, D .V. Minenkov, E. O. Petrilenkov, T. A. Motienko

USING OF GARMONIC WAVELETS IN DIGITAL SIGNAL PROCESSING

Examines the use of harmonic wavelets applied to a broad class of rapidly oscillating processes, in particular multigarmonicheskih processes. Demonstrates this type of wavelets to frequent practice processes with different numbers of harmonics. Attention is paid to important practical problems - clean signal from noise using a special statistical criteria and threshold processing of samples.

Digital signal processing, garmonic wavelets, multirate signal

УДК 669.141; 519.246.8

А. В. Седов, М. С. Липкин, С. М. Липкин,
Д. А. Онышко, В. М. Липкин

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ АДАПТИВНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ ЭКСПРЕСС-КЛАССИФИКАЦИИ МЕТАЛЛОВ И СПЛАВОВ*

Рассмотрены пути решения проблемы качественной идентификации содержания углерода в сталях. Обоснован выбор электролита для идентификации, а также описан критерий для сравнения разных электролитов. Описана предложенная модификация метода k-средних, позволившая значительно повысить успешность идентификации.

Электрохимический анализ, экспресс-идентификация, компонентный анализ, кластерный анализ, метод *k*-средних

Электрохимический экспресс-анализ углерода в конструкционных и специальных сталях является интересным и перспективным приложением электрохимических процессов, чувствительных к изменению его содержания [1]. Такими процессами являются анодные процессы в разбавленных щелочных электролитах. Ранее было установлено, что наиболее подходящим режимом поляризации является импульсный гальваностатический режим. Измеряемым сигналом является зависимость потенциала от времени, или хронопотенциограмма. Особенности неразрушающего электрохимического анализа углерода связаны со сложной топологией поверхности «аналитический сигнал – параметры хронопотенциограмм». Эффективным приемом построения математических моделей сложных поверхностей является разбиение области переменных модели на подобласти, внутри которых искомая функция имела бы более простую форму. В описываемой в данной статье задаче естественным вариантом такого разбиения является идентификация диапазона содержания, за которой следовал бы количественный анализ в идентифицированном диапазоне. Этапами решения проблемы экспресс-идентификации диапазона содержания являются выбор электролита для проведения анализа, а также выбор и апробация алгоритмических решений разделения функции отклика.

* Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011).

Опыт решения задач электрохимической экспресс-идентификации типа сплава [2] показывает перспективность применения алгоритмов, основанных на переходе в базис собственных векторов выборочных ковариационных моментов. При этом достигается оптимальный вариант сжатия информации, заключающийся в замене одномерного массива измеренных значений несколькими числовыми параметрами, являющимися коэффициентами разложения каждой из хронопотенциограмм по базисным функциям. В полученном признаковом пространстве проводится автоматическая кластеризация данных и определяются правила принадлежности образа к тому или иному кластеру.

Целью описываемой задачи является разработка условий и алгоритма экспресс-идентификации диапазонов содержания углерода на основе методов декомпозиционного моделирования с последующим кластерным анализом.

В качестве обучающей выборки использовались измерения на 17 образцах углеродистых сталей, на каждом из которых проводилось 3 параллельных измерения с помощью электрохимического датчика прижимной конструкции [1] и микропроцессорного измерительного модуля. В качестве электролитов использовали 0,16М раствор гидроксида натрия, содержащий 1М уротропин (электролит 1), нитрат натрия (электролит 2); нитрит натрия (электролит 3) и 1М уротропин плюс 1М нитрат натрия (электролит 4).

Описание математической модели. Для реализации электрохимических процессов с требуемой чувствительностью к содержанию углерода необходимо использовать сложный входной сигнал с высокочастотной составляющей, отклик которой в вычислениях не используется, в связи с чем перед обработкой данных эту составляющую необходимо исключить. В низкочастотную часть сигнала входит, кроме того, стохастическая составляющая, обусловленная возможными небольшими изменениями площади анализируемой поверхности вследствие разрушения естественных оксидных пленок.

Для исключения стохастической и высокочастотной составляющих применили медианный фильтр. Это один из видов цифровых фильтров, широко используемый в цифровой обработке сигналов и изображений для уменьшения уровня шума. Медианный фильтр является нелинейным.

Значения отсчетов внутри окна фильтра сортируются в порядке возрастания (убывания), и значение, находящееся в середине упорядоченного списка, поступает на выход фильтра. В случае четного числа отсчетов в окне выходное значение фильтра равно среднему значению двух отсчетов в середине упорядоченного списка. Окно перемещается вдоль фильтруемого сигнала, и вычисления повторяются.

Определение признакового пространства распознавания сплавов реализуем на основе декомпозиционной методики моделирования (ДММ), компонентного разложения [2], позволяющего выделить основные составляющие графиков хронопотенциограмм $\boldsymbol{H}_j$ путем преобразования выборки $\left\{\boldsymbol{H}_j\right\}$ $(j=\overline{1,N})$ с взаимно коррелированными координатами в образы $\boldsymbol{Y}_j$ с линейно независимыми координатами:

$$\boldsymbol{Y}_j = \boldsymbol{V}^T \boldsymbol{H}_j, \tag{1}$$

где $\boldsymbol{V}$ – матрица настраиваемого линейного ортогонального преобразования. Преобразование (1) является декоррелирующим, и каждая координата y_{ji} образа $\boldsymbol{Y}_j$ линейно независима одна от другой, а следовательно, правомерно предположить, что каждая координата несет свою информацию о форме процесса $\boldsymbol{H}_j$ и связана со своей составляющей сплава.

Восстановление процесса $\boldsymbol{H}_j$ по образу $\boldsymbol{Y}_j$ возможно согласно ДММ [3]:

$$\boldsymbol{H}_j = \sum_{i=1}^{m} y_{ji}\boldsymbol{V}_i + \boldsymbol{Q}_j,$$

где $\boldsymbol{V}_i$ – ортонормированные столбцы матрицы преобразования $\boldsymbol{V}$ или настраиваемые базисные функции, по которым разложен процесс $\boldsymbol{H}_j$; $\boldsymbol{Q}_j$ – вектор практически неизменной величины (изменчивость его координат от j мала).

Базисные функции $\boldsymbol{V}_i$ $(i=\overline{1,n})$ вычисляются по выборке $\{\boldsymbol{H}_j\}$ как собственные векторы матрицы выборочных ковариационных моментов $\boldsymbol{K}$:

$$\boldsymbol{K}\boldsymbol{V} = \boldsymbol{V}\Lambda,$$

где Λ – диагональная матрица собственных чисел матрицы $\boldsymbol{K}$:

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{bmatrix}, \ \boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & \dots & k_{1n} \\ k_{21} & k_{22} & \dots & k_{2n} \\ \dots & k_{il} & \dots & \dots \\ k_{n1} & k_{n2} & \dots & k_{nn} \end{bmatrix},$$

$$k_{il} = \mathrm{M}\left[\left(H_{ij} - H_i^*\right)\left(H_{lj} - H_l^*\right)\right], \ j = \overline{1,N},$$

где M – знак усреднения по индексу j; H_i^*, H_j^* – среднее значение i и j координат по выборке $\{\boldsymbol{H}_j\}$; $\boldsymbol{V} = [\boldsymbol{V}_1 \quad \boldsymbol{V}_2 \quad \dots \quad \boldsymbol{V}_n]$.

Число столбцов матрицы $\boldsymbol{V}$ равно n, однако только малая часть или m из них определяет изменчивость процесса $\boldsymbol{H}_j$. Данные m столбцов матрицы $\boldsymbol{V}$ выбирают по соответствующим наибольшим собственным числам λ_i так, чтобы

$$\sum_{i=m+1}^{n} \lambda_i \Big/ \sum_{i=1}^{n} \lambda_i < \delta.$$

Значение δ определяет допустимую погрешность распознавания графиков $\boldsymbol{H}_j$ или кластеризации. В большинстве практических задач достаточно выбирать $\delta = 0.1, \dots, 0.02$. Использование ДММ для формирования признакового пространства обеспечивает: 1) наилучшую разделимость кластеров (образов) различных сплавов в построенном признаковом пространстве по сравнению со всеми возможными ортонормированными пространствами; 2) адаптивность признакового пространства к изменениям кластеризуемых графиков $\boldsymbol{H}_j$, что позволяет производить настройку системы на распознавание тех или иных сплавов, а также самообучение в процессе работы.

Автоматическую кластеризацию выборок хронопотенциограмм удобно проводить методом *k* групповых средних [2]. В качестве решающего правила в устройстве распознавания сплавов удобнее всего использовать методы линейных разделяющих функций или непараметрическое правило *kNN-ближайших соседей* [2], [4]. Эти подходы не требуют знания многомерной плотности вероятности распределения образов в кластерах.

Экспериментальная проверка. Весь диапазон возможных содержаний углерода был разделен на 4 поддиапазона (табл. 1). Хронопотенциограммы образцов (рисунок) характеризуются для классов *1*, *2* и *3* начальным участком медленного изменения, ассоциируемым с окислением твердых растворов углерода в железе. Этот участок сменяет рост потенциала, связанный с переходом к окислению карбидных фрагментов. Наименее выражен этот участок для образцов класса *4*. Для выборки хронопотенциограмм с каждым из исследуемых электролитов была проведена обработка в соответствии с изложенными ранее математическими подходами.

В результатах кластеризации можно выделить: кластеры, содержащие только один класс содержания (идентификация требуемого качества); 2 класса (вывод – исключение двух не вошедших в кластер классов); 3 класса (исключение одного не вошедшего класса); 4 класса (невозможность идентификации). Первые 3 вида кластеров можно считать информативными. Доля информативных кластеров различна для исследуемых электролитов (табл. 2), наилучшие результаты соответствуют электролиту с нитрит-анионом (электролит 3), что дает информацию об эффективности применения добавок.

На рисунке представлены хронопотенциограммы образцов из выделенных поддиапазонов, цифрами обозначены соответствующие классы хронопотенциограмм. В табл. 1 приведены классы поддиапазонов содержания углерода, в табл. 2 – результаты кластеризации образов для выборок в исследованных электролитах.

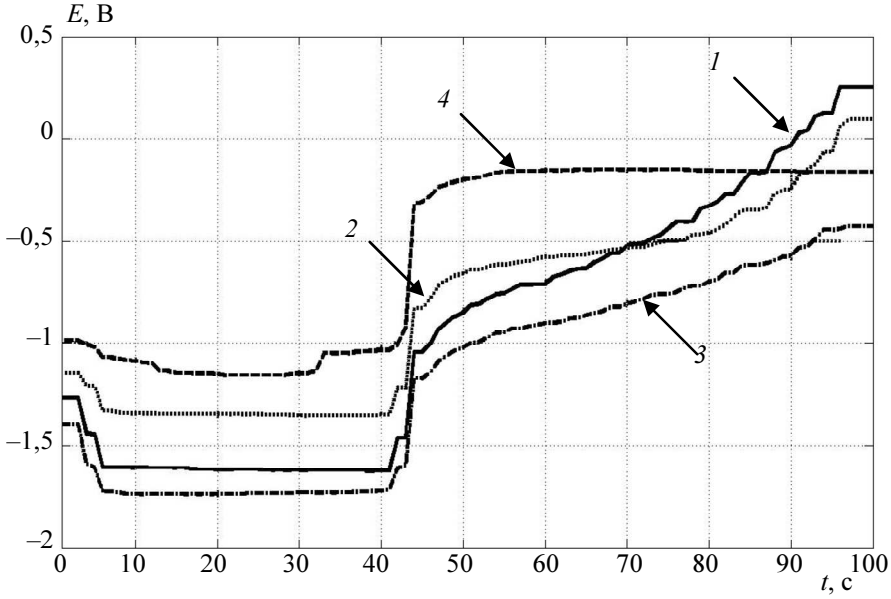


Таблица 1

Номер класса	Массовая доля, %
1	0…0.3
2	0,3…0,5
3	0,5…0,7
4	> 0,7

Таблица 2

Электролит	Доля информативных кластеров, %
1	79,01
2	81,03
3	100
4	82,14

Тем не менее, доля наиболее информативных кластеров даже в случае нитритного электролита не удовлетворяет требованиям практических задач (успешность распознавания 2,89 %).

Для повышения доли успешных распознаваний были сформированы дополнительные обучающие выборки, в которые вошли образцы, принадлежащие к классам, составляющим смешанные решения. Для каждой из дополнительных обучающих выборок была повторно проведена автоматическая кластеризация, в результате чего процент успешных распознаваний значительно возрос (табл. 3) и составил для исходной выборки 58,27 %. Кроме того, были определены труднораспознаваемые участки исходной выборки, а именно исходные решения 1/34 и 1/2/3. Это показывает перспективность применяемого алгоритма как для задач исследования, так и создания рабочих версий программных продуктов.

Таблица 3

Исходные решения	Успешные распознавания, %	Смешанные решения, %
1/2	59,26	–
1/3	79,17	–
1/4	66,7	–
2/3	62,5	–
1/3/4	38,89	48,15
1/2/3	17,46	55,56

Таким образом, метод компонентного разложения по собственным векторам матрицы выборочных ковариационных моментов массива значений потенциала позволяет сформировать признаковое пространство, в котором возможно применение различных эффективных процедур кластеризации.

Разбиение признакового пространства на кластеры с различной степенью информативности может служить количественным критерием сравнения условий проведения идентификации.

Нитритному электролиту соответствует максимальная информативность кластеризации, которая может быть значительно улучшена повторением процедуры кластеризации для кластеров с пересечениями классов исходной выборки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Заявка RU № 2008104530/22(004926) / М. С. Липкин, Т. В. Липкина, С. М. Липкин, Е. Н. Боловинов, В. Г. Шишка, С. А. Пожидаева. Электрохимический датчик для устройства локального электрохимического экспресс-анализа. Заявл. 2008.02.06, № 2008104530/22.

2. Математическое моделирование и распознавание процессов электрохимической поляризации в системах экспресс-анализа металлических сплавов / А. В. Седов, М. С. Липкин, Д. А. Онышко, С. М. Липкин // Изв. Самарского научного центра РАН. 2009. Т. 11 (27), № 5 (2). С. 428–432.

3. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов. М.: Наука, 1979.

4. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов. М.:Мир, 1978.

A .V. Sedov, M. S. Lipkin, S. M. Lipkin, D. A. Onyshko, V. M. Lipkin

MATHEMATICAL MODELS OF ADAPTIVE DYNAMIC METALS AND ALLOYS EXPRESS-IDENTIFICATION SYSTEMS

Authors of this paper considered ways to solve the problem of steel carbon content qualitative identification. Justification of electrolyte choice was featured, and criterion for electrolyte comparision was given. Proposed modification of k-means method was described, this modification allowed to significantly increase the successfulness of identification.

Electrochemical analysis, express-identification, component analysis, cluster analysis, k-means method

УДК 681.5.01

Л. В. Прушенова, Д. Л. Петров,
И. А. Голубев, Г. С. Гагарин

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДВУХКОНТУРНОЙ ДИСКРЕТНОЙ СИСТЕМЫ ЭКСТРЕМАЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ*

Представлена схема моделирования двухконтурной системы экстремального регулирования. Внутренний контур, содержащий нестационарную динамическую часть объекта, управляется регулятором на основе метода локализации. Регулятор внешнего контура обеспечивает автоматический поиск экстремума. Работоспособность системы управления подтверждена результатами численного моделирования.

Экстремальное регулирование, дискретный регулятор, метод локализации

Для специфического класса динамических объектов со статическим показателем качества работы, который необходимо поддерживать на максимальном или минимальном уровне, создают специальные автоматические системы, называемые системами экстремального регулирования [1]–[4]. Целью экстремального управления является определение заранее неизвестного положения экстремума и организация устойчивого движения системы в направлении экстремума.

Для стабилизации процессов во внутреннем контуре будем рассматривать метод локализации, эффективный при управлении объектами с нелинейными характеристиками или нестационарными параметрами. В литературе описаны различные подходы к синтезу непрерывных экстремальных систем на основе принципа локализации [4], [5]. В данной статье исследуется возможность реализации двухконтурного алгоритма управления в области дискретных систем. Свойства полученной системы управления иллюстрируют результаты моделирования.

Постановка задачи. Рассматривается объект управления, который содержит динамическую часть (ДЧ), соединенную последовательно со статической экстремальной характеристикой (ЭХ):

$$\begin{cases} y^{(n)} = f(t, y, ..., y^{(n-1)}) + b(t, y, ..., y^{(n-1)})U, \\ Y = Y_0(t) + \beta(t)(y - y_0(t))^2, \end{cases}$$

где $y \in R^1$ – выходная переменная динамической части объекта; $Y \in R^1$ – нелинейная однозначная функция, имеющая минимум по переменной y; y_0 и Y_0 – координаты экстремума, зависимость от времени свидетельствует о дрейфе экстремума. Зависимость элементов функций $f(t, y, ..., y^{(n-1)})$ и $b(t, y, ..., y^{(n-1)})$ от времени отражает влияние действующих на объект возмущений, диапазон изменения которых известен ($|f| \le f_{\max}$, $|b| \le b_{\max}$). Предполагается также, что темп изменения величин Y, f и b на порядок медленнее основных процессов в объекте.

Целью управления является обеспечение автоматического поиска экстремума $\{y_0; Y_0\}$ и стабилизация выхода системы в найденном положении при выполнении условия

$$\lim_{t \to \infty} y(t) = y_0.$$

* Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011).

Поставленная задача решается формированием алгоритма управления с использованием информации о градиенте выходной переменной $G=\frac{\partial Y}{\partial y}$, который в точке экстремума должен быть равен нулю.

Структура двухконтурной системы. Будем рассматривать двухконтурную систему управления [6] (рис. 1). Для управления непрерывным объектом в систему введены цифроаналоговый и аналого-цифровой преобразователи ЦАП и АЦП, представляющие собой экстраполяторы нулевого порядка.

Регулятор P_1, формируемый на основе метода локализации [7], обеспечивает стабилизацию процессов во внутренней подсистеме, включающей нелинейную, нестационарную динамическую часть объекта. В соответствии с [7] дискретная реализация метода локализации формируется вычислением разности между желаемым и действительным значениями $y([k+n]\tau)$:

$$U(k\tau)=K\left[F(\cdot)-y([k+n]\tau)\right], \tag{1}$$

где K – коэффициент регулятора; F – линейное разностное уравнение, характеризующее желаемый процесс поиска экстремума в замкнутой системе:

$$\begin{gathered} y([k+n]\tau)=F(y(k\tau),...,y([k+n-1]\tau),V(k\tau))= \\ =-a_1y(k\tau)-a_2y([k+1]\tau)...-a_{n-1}y([k+n-1]\tau)+qV(k\tau). \end{gathered} \tag{2}$$

Здесь $V(k\tau)$ – управляющее воздействие внешнего контура (рис. 1), $V\in R^1$; q – коэффициент усиления. Формируется желаемое разностное уравнение на основе модального подхода с учетом требований к качеству переходных процессов [4].

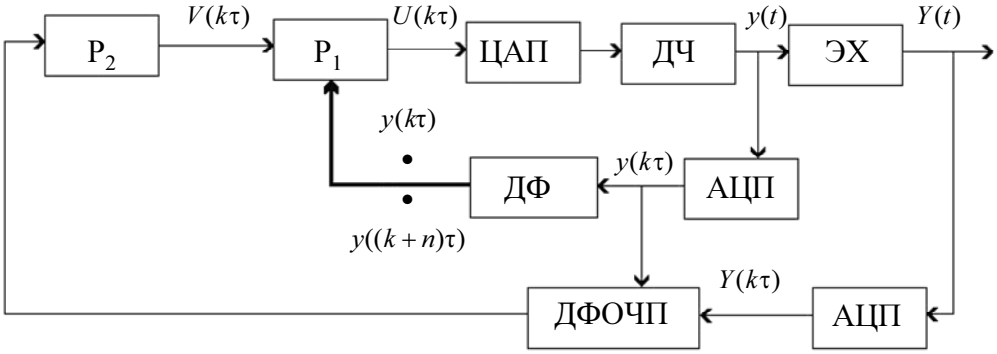


Рис. 1

Разностное уравнение формируется при помощи оценок, полученных с помощью прогнозирующего фильтра – дискретного фильтра ДФ:

$$\mu_1^n y_f([k+n]\tau)+\mu_1^{n-1}d_{n-1}y_f([k+n-1]\tau)+...+\mu_1 d_1 y_f([k+1]\tau)+d_0 y_f(k\tau)=d_0 y, \tag{3}$$

где μ_1 – достаточно малая постоянная времени, обеспечивающая высокую скорость протекания процессов во внутреннем контуре локализации по отношению к внешнему контуру.

Регулятор P_2 обеспечивает движение к экстремуму на основе информации о градиенте. Закон управления внешним контуром является дискретным аналогом интегрального закона для непрерывных систем и описывается следующим уравнением:

$$V(k\tau)=-\frac{\alpha}{z-1}G(k\tau), \tag{4}$$

где α – коэффициент усиления регулятора, $\alpha>0$; z – оператор сдвига.

Значение градиента оценивается специальным дискретным устройством оценки частной производной ДФОЧП [8], модель которого имеет вид:

$$\begin{cases} \mu_2(Y_f([k+1]\tau) - Y_f(k\tau)) = (Y(k\tau) - Y_f(k\tau))\left|(y_f([k+1]\tau) - y_f(k\tau))\right|, \\ G(k\tau) = \mu_2^{-1}(Y(k\tau) - Y_f(k\tau))\mathrm{sign}\left|(y_f([k+1]\tau) - y_f(k\tau))\right|. \end{cases} \quad (5)$$

Для получения адекватных оценок необходимо согласовывать постоянные времени дискретных фильтров и шага дискретизации [6]:

$$\tau \le D^{-1}\mu_1 \le D^{-2}\mu_2, \quad (6)$$

где D – коэффициент, характеризующий степень разделения процессов [9]. Его значение выбирают в зависимости от инерционности объекта управления и возможностей реализации (обычно на практике бывает достаточно обеспечить $D = 10$).

Пример моделирования. Проведем моделирование в среде Matlab одноканальной системы второго порядка:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = a_1 x_1 + a_2 x_2 + bu, \\ y = x_1, \\ Y = Y_0 + \beta(y + y_0)^2 \end{cases}$$

с параметрами: $0 \le a_i \le 3$, $b = 0{,}4$, $\beta = 2$. Положение экстремума соответствует значениям $\{y_0 = 2;\ Y_0 = 0\}$.

Параметры регуляторов рассчитаны по рекомендациям [4]–[8]. Были выбраны корни желаемого разностного уравнения: $p_{1,2} = -2$. Сформировано желаемое разностное уравнение (2) в дискретном виде: $F = -3{,}984y(k\tau) - 1{,}99y([k+1]\tau) + 0{,}002V(k\tau)$. Коэффициент регулятора внутреннего контура (1) определяется из известного выражения $b_{\max}K \le 20...100$ [7]: $K = 50$. Таким образом, регулятор внутреннего контура имеет вид

$$U = 50[-1{,}99zy - 3{,}984y + 0{,}002V - z^2 y].$$

Для расчета регулятора внешнего контура (4) определим обобщенный корень внешней подсистемы: $\Omega_1 = 1 - 4\alpha$. Обобщенный корень внутренней подсистемы $\Omega_2 = 2$. Из условия разделимости процессов во внутреннем и внешнем контурах [6] $\frac{\Omega_1}{\Omega_2} = \frac{1-4\alpha}{2} \ge 10$ определим коэффициент: $\alpha = -5$. В результате регулятор внешнего контура имеет вид

$$V(k\tau) = \frac{5}{z-1}G(k\tau).$$

Модель замкнутой системы с рассчитанным устройством управления изображена на рис. 2.

Схема моделирования дискретного фильтра оценки частной производной (5) изображена на рис. 3, постоянная времени устройства оценки градиента $\mu_2 = 0{,}2$. Данная модель была получена заменой непрерывных интеграторов в схеме непрерывного фильтра оценки частной производной [4] на дискретные.

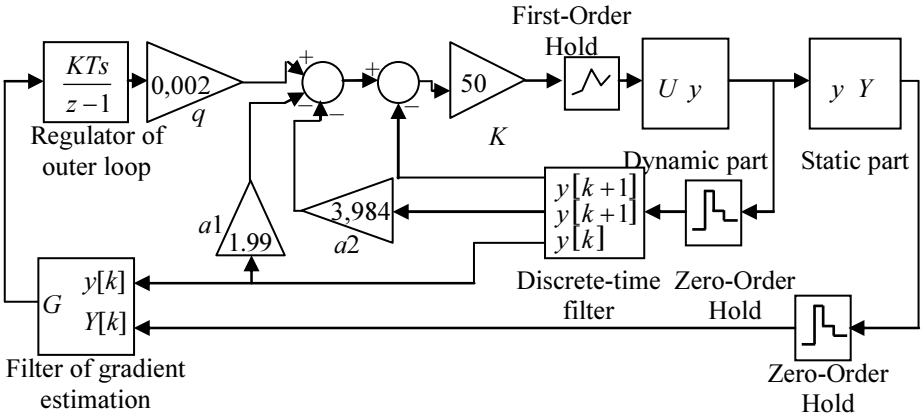


Рис. 2

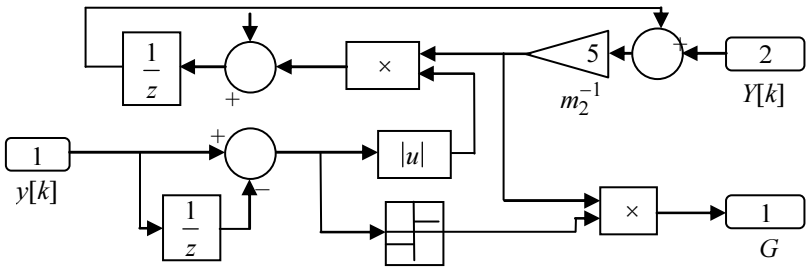


Рис. 3

Параметры дискретного фильтра (3), модель которого представлена на рис. 4, были рассчитаны в соответствии с (6) и из условия устойчивости: $\mu_1 = 0{,}02$, $d = 0{,}5$. Дискретный фильтр реализуется на блоках задержки с прямыми и обратными связями.

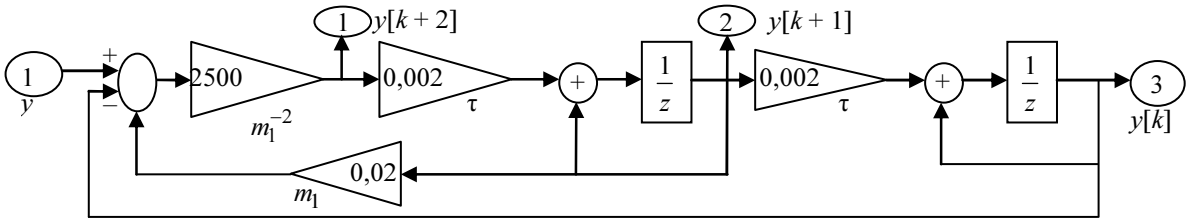


Рис. 4

В соответствии с условием (6) шаг дискретизации был задан $\tau = 0{,}002$.

Результаты моделирования. На рис. 5 изображены процессы в системе, соответствующие начальным условиям $y(0) = 2$, $Y(0) = 32$: на рис. 5, *а* – переходный процесс градиента G, на рис. 5, *б* – функции $Y(t)$.

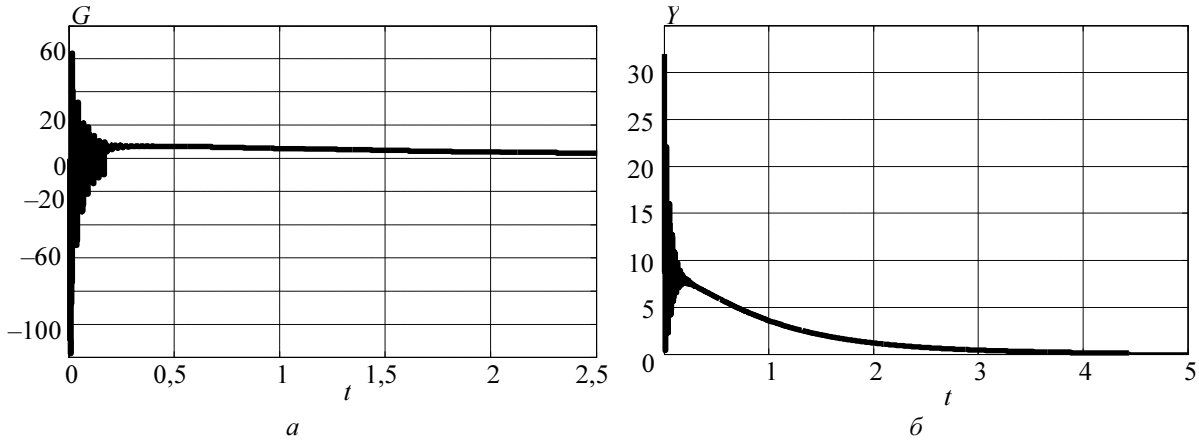


Рис. 5

На рис. 6 изображены управляющие воздействия соответственно внутреннего (рис. 6, *а*) и внешнего (рис. 6, *б*) контуров. Как видно, процессы во внутреннем контуре протекают намного быстрее, обеспечивая при этом предварительную стабилизацию внутренней подсистемы.

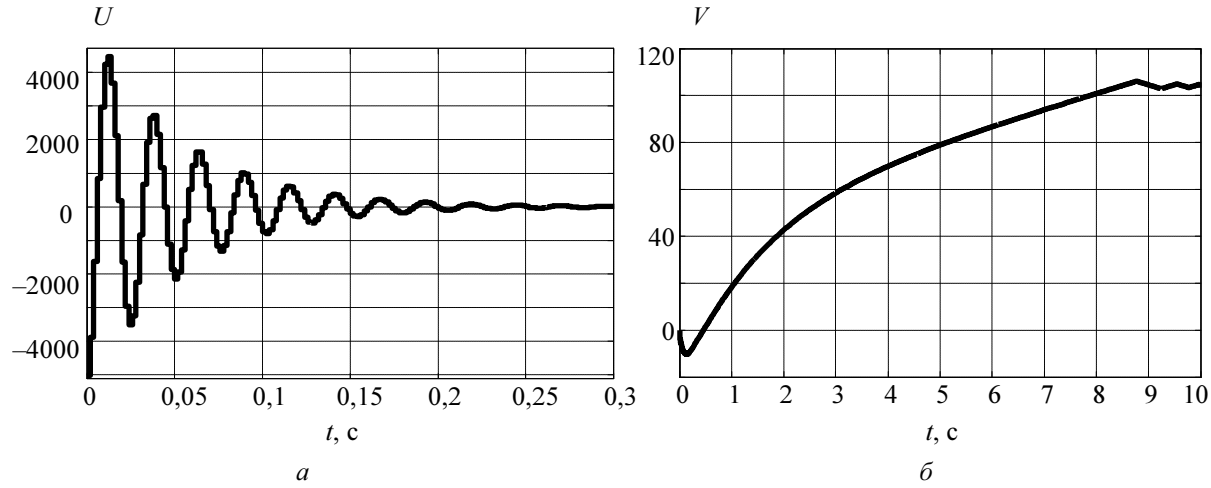


Рис. 6

Переходный процесс (рис. 5, *б*) завершился за время $t_п$ = 1,7 с. Дискретный регулятор обеспечивает поиск экстремума и стабилизацию выходной переменной в найденном положении.

Предложен один подход к дискретной реализации двухконтурной экстремальной системы регулирования. Процессы внутреннего контура предварительно стабилизируются при помощи регулятора на основе метода локализации. Во внешнем контуре, содержащем предварительно стабилизированную динамическую часть, осуществляется поиск экстремума. Как подтверждают результаты моделирования, такая структура системы, как и в случае непрерывных экстремальных систем, обеспечивает сходимость выхода объекта к экстремальному значению.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Арсеньев Г. Н., Зайцев Г. В. Радиоавтоматика. Ч2.: Теория дискретных и оптимальных систем автоматического управления. М.: РЭС, 2008.

2. Растригин Л. А. Системы экстремального управления. М.: Наука, 1974.

3. Kartik B.Ariyur, Miroslav Krstic. Real-Time Optimization by Extremum–Seeking Control. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons Inc., 2003.

4. Востриков А. С., Французова Г. А. Экстремальные и оптимальные системы автоматического регулирования. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2001.

5. Французова Г. А. Двухконтурные системы экстремального регулирования с предварительной стабилизацией динамической части // Автометрия. Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2006. Т. 42, № 2. С. 29–37.

6. Прушенова Л. В. Синтез двухконтурной дискретной системы экстремального регулирования// Научный вестник НГТУ. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. № 2 (43). С. 33–38.

7. Востриков А. С. Синтез систем регулирования методом локализации. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007.

8. Французова Г. А., Прушенова Л. В. Система экстремального регулирования с дискретным устройством оценки частной производной// Материалы X междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЕП-2010)». Новосибирск, 2010. Т. 7. С. 148–151.

9. Геращенко Е. И., Геращенко С. М. Метод разделения движений и оптимизация нелинейных систем. М.: Наука, 1975.

L. V. Prushenova, D. L. Petrov, I. A. Golubev, G. S. Gagarin

MODELLING OF TWO-LOOP DISCRETE-TIME EXTREMUM-SEEKING SYSTEM

The simulation circuit of two-loop discrete-time extremum-seeking system is presented. Containing nonstationary dynamic part of plant, inner loop is controlled by regulator based on the localization principle. Regulator of outer loop ensures plant's output convergences to the extremum value. The efficiency of the algorithm is confirmed by the simulation study.

Extremum seeking system, discrete-time system, principle of localization

УДК 681.513.6

В. В. Путов, В. Н. Шелудько,
Н. К. Чьен, Е. В. Белградская

НЕПРЯМЫЕ АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ С ПАРАМЕТРИЧЕСКИ НАСТРАИВАЕМЫМИ МОДЕЛЯМИ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЛИНЕЙНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Рассматриваются общие структуры параметрических алгоритмов идентификации и непрямого адаптивного управления с параметрически настраиваемыми моделями для управления конечномерными линейными объектами. Построение иллюстрируется примерами для объектов первого и второго порядков.

Адаптивная система, настраиваемая модель, непрямое управление

Системы адаптивной идентификации с алгоритмами параметрической настройки. Пусть класс идентифицируемых объектов задан множеством конечномерных линейных объектов с параметрической неопределенности вида

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(t)\mathbf{x} + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}^0(t)\,. \tag{1}$$

Примем вначале, что $\mathbf{A}(t), \mathbf{B}(t)$ – постоянные неизвестные матрицы (объект стационарен); $\mathbf{x} \in R^n$; $\mathbf{u}^0(t) \in R^m$ – программное управление (известная ограниченная функция времени), и введем уравнение настраиваемой модели вида [1], [2]

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_{\text{М}}\hat{\mathbf{x}} + \left[\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t) - \mathbf{A}_{\text{М}}\right]\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{B}}(t)\mathbf{u}^0(t), \tag{2}$$

где $\hat{\mathbf{x}} \in R^n$; $\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t), \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{B}}(t)$ – $(n \times n)$- и $(n \times m)$-матрицы настраиваемых параметров; $\mathbf{A}_{\text{М}}$ – некоторая постоянная гурвицева матрица.

Поставим целью адаптивной идентификации неизвестного объекта (1) асимптотическое сближение траекторий настраиваемой модели (2) с траекториями объекта (1) и, задавая предельные соотношения целевым функционалом вида

$$Q_{\boldsymbol{\varepsilon}}(t) = \frac{1}{2}\boldsymbol{\varepsilon}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon};\ \boldsymbol{\varepsilon}(t) = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t);\ \mathbf{P} = \mathbf{P}^{\mathrm{T}} > 0;\ \lim_{t \to +\infty} Q_{\varepsilon}(t) = 0\,, \tag{3}$$

определим вытекающие из поставленной цели алгоритмы настройки в виде [2]

$$\left.\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{K}}}_{\mathbf{A}}(t) &= -\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{A}}\mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{x}^{\mathrm{T}};\\ \dot{\tilde{\mathbf{K}}}_{\mathbf{B}}(t) &= -\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{B}}\mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{u}^{0\mathrm{T}},\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

где $\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{A}}, \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{B}}$ – произвольные $(n\times n)$- и $(n\times m)$-мерные симметричные (в частности, диагональные) положительно определенные матрицы; матрица $\mathbf{P}$ является единственным, в силу гурвицевости $\mathbf{A}_{\mathrm{M}}$, решением уравнения Ляпунова вида

$$\mathbf{A}_{\mathrm{M}}^{\mathrm{T}}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_{\mathrm{M}} = -\mathbf{G}, \mathbf{G} = \mathbf{G}^{\mathrm{T}} > 0.$$

Введем матричные функции параметрических рассогласований (ошибок идентификации параметров) вида

$$\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}(t) = \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t) - \mathbf{A}_{\mathbf{0}};\ \tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}(t) = \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{B}}(t) - \mathbf{B}_0. \tag{5}$$

Теорема 1. Легко показать, что тривиальное решение

$$\boldsymbol{\varepsilon}(t) = 0;\ \tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}(t) = 0;\ \tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}(t) = 0 \tag{6}$$

системы (1), (2), (4) адаптивной идентификации экспоненциально устойчиво по переменным ошибки идентификации $\boldsymbol{\varepsilon}(t)$ и просто устойчиво по Ляпунову по параметрическим рассогласованиям $\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}(t);\ \tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}(t)$. Этот результат немедленно следует из рассмотрения полной производной по времени квадратичной формы вида

$$V(t) = 0.5\left[\boldsymbol{\varepsilon}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon} + \mathrm{tr}\left(\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}^{\mathrm{T}}\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{A}}^{-1}\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}\right) + \mathrm{tr}\left(\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}^{\mathrm{T}}\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{B}}^{-1}\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}\right)\right], \tag{7}$$

вычисленной в силу уравнений (1), (2), (4), что дает оценки вида

$$\frac{d}{dt}\left[V(t)\right] = -0.5\boldsymbol{\varepsilon}^{\mathrm{T}}\mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon} \le -0.5\lambda(\mathbf{G})\|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2, \tag{8}$$

где знак $\mathrm{tr}(\cdot)$ – след матрицы $(\cdot)$; $\|\cdot\|$ – евклидова норма; $\lambda(\mathbf{G})$ – минимальное собственное значение матрицы $\mathbf{G}$ (см. подробнее [2]).

Замечание 1. Достижение цели (3) и оценки (8) означают, что система (1), (2), (4) является асимптотическим идентификатором только состояния $\mathbf{x}(t)$ неизвестного объекта (1), а не его неизвестных постоянных матриц $\mathbf{A}_0, \mathbf{B}_0$, и, вдобавок, она уязвима (не груба) к действию неучтенных возмущений в силу простой устойчивости по параметрическим рассогласованиям (5).

Теорема 2. Регуляризация интегральных алгоритмов (4), например линейной обратной связью по настраиваемым параметрам, к виду

$$\left.\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{K}}}_{\mathbf{A}}(t) &= -\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{A}}\mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{x}^{\mathrm{T}} - \Lambda_{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t);\\ \dot{\tilde{\mathbf{K}}}_{\mathbf{B}}(t) &= -\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{B}}\mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{u}^{0\mathrm{T}} - \Lambda_{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{B}}(t),\end{aligned}\right\} \tag{9}$$

где $\Lambda_{\mathbf{A}}, \Lambda_{\mathbf{B}}$ – положительно определенные матрицы, обеспечивает экспоненциальную диссипативность (сходимость к некоторым предельным множествам, содержащим тривиальное решение (6)) процессов идентификации системы (1), (2), (4) уже по всему ансамблю переменных ошибок идентификации $\boldsymbol{\varepsilon}(t)$, $\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}(t)$, $\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}(t)$, которая сохраняется и в условиях флуктуаций па-

раметров неизвестного объекта (1), т. е. когда матрицы $\mathbf{A}(t)$, $\mathbf{B}(t)$ являются ограниченными (по норме) функциями времени (объект нестационарен). Доказательство этого утверждения также обосновывается привлечением функции Ляпунова, аналогичной (7), и рассмотрено в [2].

Замечание 2. Как отмечается в [2], свойства диссипативности процессов адаптивной идентификации делают задачи идентификации сами по себе малосодержательными. В теории и практике адаптивных систем задачи адаптивной идентификации обретают более глубокое содержание, когда выступают не самостоятельно, а подчинены задачам адаптивного управления, и тогда системы идентификации становятся составной частью так называемых систем с непрямым адаптивным управлением. Перейдем к их рассмотрению, также следуя [2].

Непрямые адаптивные системы с параметрически настраиваемыми моделями для управления линейными стационарными объектами. Пусть класс идентифицируемых объектов по-прежнему задан множеством полностью измеримых линейных объектов вида (1), но в нем заменено на составное управление

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_{\mathbf{A}}(t) + \mathbf{u}^0(t), \tag{10}$$

где $\mathbf{u}_{\mathbf{A}}(t)$ – искомое непрямое адаптивное управление, подлежащее определению.

Уравнение настраиваемой модели, в отличие от рассмотренных задач собственно идентификации, записывается также в несколько ином виде, чем (2), а именно,

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_{\mathbf{M}}\hat{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t)\mathbf{x} + \left[\mathbf{B}_{\mathbf{M}} + \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{B}}(t)\right]\mathbf{u}(t). \tag{11}$$

Введенная в уравнение (11) пара постоянных матриц $\mathbf{A}_{\text{М}}, \mathbf{B}_{\text{М}}$ полностью управляема ($\mathbf{A}_{\text{М}}$ – гурвицева) и характеризует желаемые свойства траекторий проектируемой непрямой адаптивной системы, описываемые дифференциальными уравнениями эталонной модели вида

$$\dot{\mathbf{x}}_{\text{М}} = \mathbf{A}_{\text{М}}\mathbf{x}_{\text{М}} + \mathbf{B}_{\mathbf{M}}\mathbf{u}^0(t). \tag{12}$$

Таким образом, целью непрямого адаптивного управления является сближение траекторий проектируемой адаптивной системы и траекторий эталонной модели (12), выражаемое предельным соотношением для целевого функционала вида

$$Q_{\mathbf{e}}(t) = \frac{1}{2}\mathbf{e}^{\text{T}}(t)\mathbf{P}\mathbf{e}(t);\ \mathbf{e}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{\mathbf{M}}(t);\ \mathbf{P} = \mathbf{P}^{\text{T}} > 0;\ \lim_{t\to+\infty} Q_{\mathbf{e}}(t) = 0.$$

Кроме того, в рамках рассматриваемой непрямой адаптивной системы должна достигаться и цель адаптивной идентификации вида (3).

Структура непрямого адаптивного закона имеет вид

$$\mathbf{u}_{\mathbf{A}}(t) = -\mathbf{B}_{\text{М}}^{+}\left[\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t)\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{B}}(t)\mathbf{u}(t)\right], \tag{13}$$

где $m\times n$ – матрица $\mathbf{B}_{\text{М}}^{+} = \left(\mathbf{B}_{\text{М}}^{\text{T}}\mathbf{B}_{\text{М}}\right)^{-1}\mathbf{B}_{\text{М}}^{\text{T}}$, есть псевдообращение прямоугольной $(n\times m)$-матрицы $\mathbf{B}_{\text{М}}$; $\mathbf{B}_{\text{М}}^{+}\mathbf{B}_{\text{М}} = \mathbf{I}_m$, где $\mathbf{I}_m$ – единичная матрица порядка m, а алгоритмы настройки параметров такие же, как в (4), но с противоположными знаками, т. е.

$$\left.\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{K}}}_{\mathbf{A}}(t) &= \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{A}}\mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon}\,\mathbf{x}^{\text{T}}; \\ \dot{\tilde{\mathbf{K}}}_{\mathbf{B}}(t) &= \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{B}}\mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon}\,\mathbf{u}^{0\text{T}}. \end{aligned}\right\} \tag{14}$$

Пусть $\mathbf{A}(t) = \mathbf{A}_0$, $\mathbf{B}(t) = \mathbf{B}_0$, где $\mathbf{A}_0$, $\mathbf{B}_0$ – пара постоянных неизвестных матриц. Введем матричные функции параметрических рассогласований вида (ср. с (5))

$$\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}(t) = \mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_{\text{м}} - \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t);\ \tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}(t) = \mathbf{B}_0 - \mathbf{B}_{\text{м}} - \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{B}}(t). \tag{15}$$

Теорема 3. В [2] показано, что тривиальное решение (ср. с (6))

$$\mathbf{e}(t) = 0;\ \boldsymbol{\varepsilon}(t) = 0;\ \tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}(t) = 0;\ \tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}(t) = 0$$

непрямой адаптивной системы (10), (11), (13), (14) экспоненциально устойчиво по переменным ошибок $\mathbf{e}(t)$ и $\boldsymbol{\varepsilon}(t)$ и просто устойчиво (по Ляпунову) по параметрическим рассогласованиям (15), если выполняются условия согласованности (или Эрцбертера) [3] вида

$$\mathbf{B}_{\text{м}}\mathbf{B}_{\text{м}}^{+}(\mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_{\text{м}}) = \mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_{\text{м}};\ \mathbf{B}_{\text{м}}\mathbf{B}_{\text{м}}^{+}\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}_0.$$

Замечание 3. Все изложенное в замечании о свойствах траекторий системы адаптивной идентификации (1), (2), (4) справедливо и в отношении свойств траекторий непрямой адаптивной системы (10), (11), (13), (14).

Теорема 4. Регуляризация алгоритмов (14) к виду (9) (с противоположными знаками) обеспечивает экспоненциальную диссипативность процессов идентификации и адаптации непрямой системы по всему ансамблю переменных ошибок $\mathbf{e}(t)$, $\boldsymbol{\varepsilon}(t)$, $\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{A}}(t)$, $\tilde{\boldsymbol{\delta}}_{\mathbf{B}}(t)$, которая также сохраняется и в случае множества линейных нестационарных объектов с ограниченными (по норме) неизвестными функциональными матрицами $\mathbf{A}_0 = \mathbf{A}(t)$, $\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}(t)$.

Замечание 4. Дальнейшее развитие методов построения беспоисковых непрямых адаптивных систем управления нелинейными объектами с функционально-параметрической неопределенностью, вполне аналогичное методам построения беспоисковых прямых адаптивных систем, подробно изложенным в [3], можно найти в [2]. Здесь же ограничимся рассмотрением двух примеров, иллюстрирующих работоспособность и эффективность построенной непрямой адаптивной системы (10), (11), (13), (14).

Непрямая адаптивная система с параметрически настраиваемой моделью для управления линейным стационарным объектом первого порядка. Рассмотрим линейный стационарный объект управления первого порядка, уравнение которого имеет вид

$$\dot{x} = ax + bu(t);\ u(t) = u^0(t) + u_a(t), \tag{16}$$

где a, b – произвольные постоянные; $x \in R$ – переменная состояния объекта; $u^0(t)$, $u_a(t) \in R$ – программное и адаптивное управления соответственно.

Пусть желаемые показатели адаптивной системы характеризуются поведением эталонной модели вида $\dot{x}_{\text{м}} = a_{\text{м}}x_{\text{м}} + b_{\text{м}}u^0$, где $a_{\text{м}}, b_{\text{м}}$ – постоянные числа.

Уравнение настраиваемой модели (11) записывается в виде

$$\dot{\hat{x}} = a_{\text{м}}\hat{x} + \tilde{k}_a(t)x + \left[b_{\text{м}} + \tilde{k}_b(t)\right]u(t), \tag{17}$$

где $\hat{x} \in R$; $\tilde{k}_a(t), \tilde{k}_b(t)$ – настраиваемые параметры.

Адаптивное управление строится согласно (13) и имеет вид

$$u_a(t) = -b_{\text{м}}^{+}\left[\tilde{k}_a(t)x + \tilde{k}_b(t)u(t)\right],\ b_{\text{м}}^{+} = 1/b_{\text{м}}, \tag{18}$$

а алгоритмы настройки параметров адаптивного управления выражаются, согласно (14), дифференциальными уравнениями вида

$$\left.\begin{aligned}\dot{\tilde{k}}_a(t) &= \gamma_a p \varepsilon x;\\ \dot{\tilde{k}}_b(t) &= \gamma_b p \varepsilon u^0,\end{aligned}\right\} \qquad (19)$$

где γ_a, γ_b – произвольные коэффициенты параметрической настройки; $\varepsilon(t) = x(t) - \hat{x}(t)$; p – положительное число.

Обобщенная схема непрямой адаптивной системы (17)–(19) для управления линейным стационарным объектом первого порядка (16) показана на рис. 1. Результаты моделирования в среде Matlab simulink представлены на рис. 2–5.

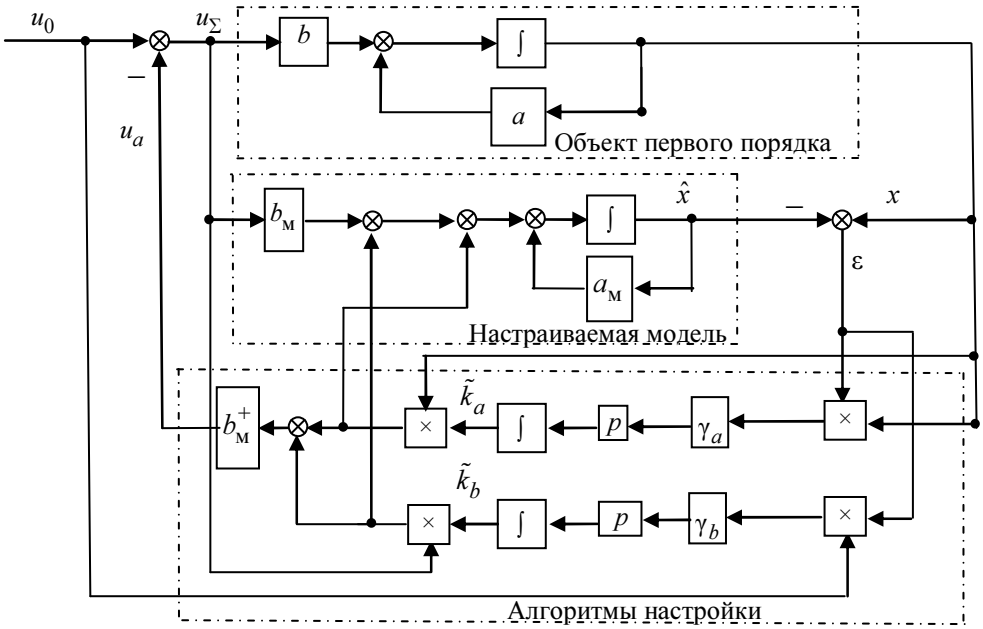


Рис. 1

На рис. 2 показаны переходные процессы эталонной модели (слева) и линейного стационарного объекта первого порядка без непрямого адаптивного управления (справа) при $a = -1$; $b = 10$; $a_м = -10$; $b_м = 10$. На рис. 3 показаны переходные процессы непрямой адаптивной системы управления линейным стационарным объектом первого порядка (слева) и ошибки системы $e(t) = x(t) - x_м(t)$ (справа) при $\gamma_a = \gamma_b = 200; p = 100$. На рис. 4 показаны переходные процессы параметров настройки $\tilde{k}_a(t)$ (слева) и $\tilde{k}_b(t)$ (справа). На рис. 5 представлены переходные процессы линейного стационарного объекта первого порядка без непрямого адаптивного управления (слева) и непрямой адаптивной системы управления таким объектом (справа) при изменении параметров объекта (кривая *1* – при $a = -1$, $b = 10$; кривая *2* – при $a = 1$, $b = 10$).

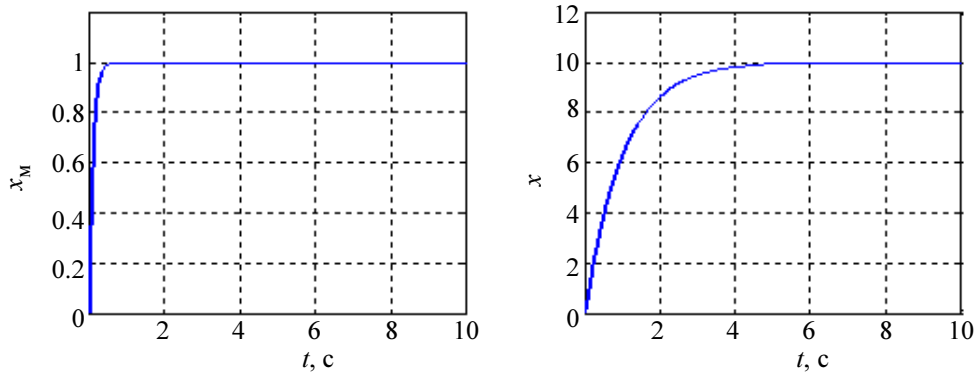


Рис. 2

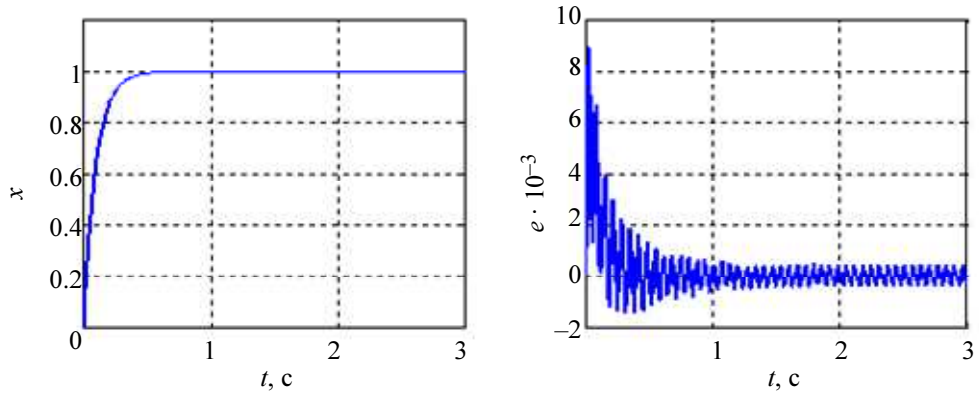


Рис. 3

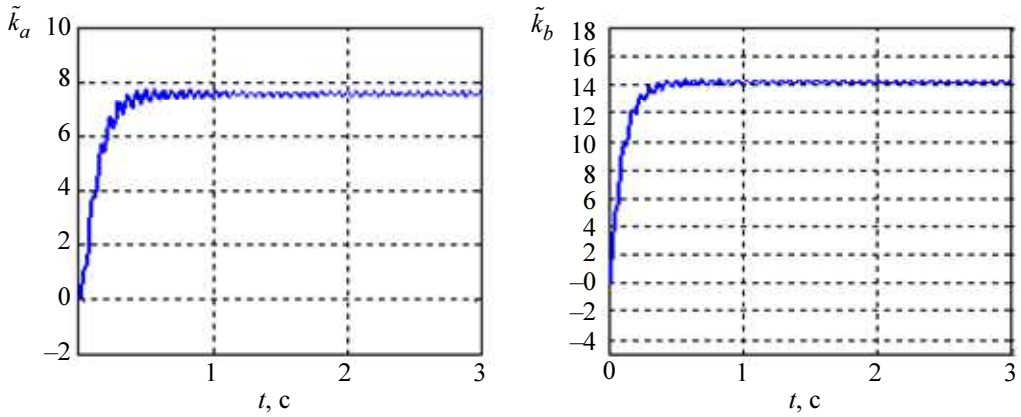


Рис. 4

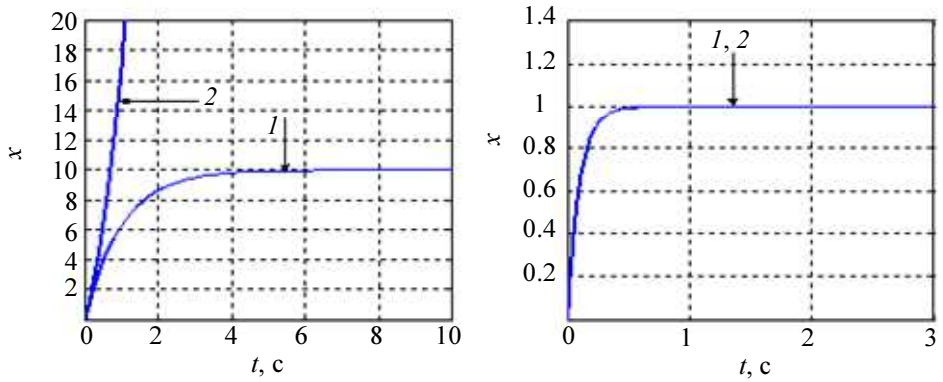


Рис. 5

Непрямая адаптивная система с параметрически настраиваемой моделью для управления линейным стационарным объектом второго порядка. Рассмотрим линейный стационарный объект управления второго порядка, структурная схема которого представлена на рис. 6, где k_1, k_2 – постоянные коэффициенты передачи; T_1, T_2 – постоянные времени; $k_{д1}$, $k_{д2}$ – постоянные коэффициенты датчиков.

Запишем дифференциальные уравнения объекта в виде

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + bu, \end{cases} \tag{20}$$

где $a_1 = \left(1 + k_2 k_{д2} + k_1 k_2 k_{д1}\right)/\left(T_1 T_2\right)$; $a_2 = \left(T_1 T_2 + T_1 k_2 k_{д2}\right)/\left(T_1 T_2\right)$; $b = k_1 k_2/\left(T_1 T_2\right)$.

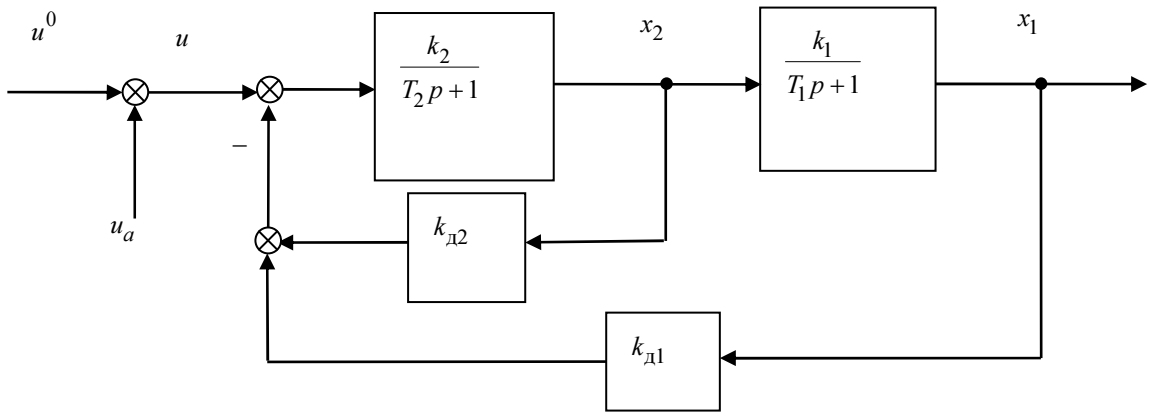


Рис. 6

Перепишем (20) в векторно-матричной форме

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u(t);\ u(t) = u^0(t) + u_a(t), \tag{21}$$

где $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix}$; $\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix}$; $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$; $u^0(t),\ u_a(t) \in R$ – программное и адаптивное управления соответственно.

Пусть желаемые показатели адаптивной системы характеризуются поведением эталонной модели $\dot{\mathbf{x}}_{\text{м}} = \mathbf{A}_{\text{м}}\mathbf{x}_{\text{м}} + \mathbf{B}_{\text{м}}\mathbf{u}^0(t)$, где $\mathbf{A}_{\text{м}}, \mathbf{B}_{\text{м}}$ – (2×2)-, (2×1)-мерные постоянные матрицы.

Уравнение настраиваемой модели (11) записывается в виде

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_{\text{м}}\hat{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t)\mathbf{x} + \left[\mathbf{b}_{\mathbf{м}} + \tilde{\mathbf{k}}_{\mathbf{b}}(t)\right]u(t), \tag{22}$$

где $\hat{\mathbf{x}} \in R^2$; $\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t),\ \tilde{\mathbf{k}}_{\mathbf{b}}(t)$ – (2×2)- и (2×1)-мерные матрицы настраиваемых параметров.

Адаптивное управление строится согласно (13) и имеет вид

$$u_a(t) = -\mathbf{b}_{\text{м}}^{+}\left[\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t)\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{k}}_{\mathbf{b}}(t)u(t)\right],\ \mathbf{b}_{\text{м}}^{+} = \left(\mathbf{b}_{\text{м}}^{\text{т}}\mathbf{b}_{\mathbf{м}}\right)^{-1}\mathbf{b}_{\text{м}}^{\text{т}}, \tag{23}$$

а алгоритмы настройки параметров адаптивного управления выражаются, согласно (14), дифференциальными уравнениями вида

$$\left.\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{K}}}_{\mathbf{A}}(t) &= \gamma_a \mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon}\,\mathbf{x}^{\text{т}}; \\ \dot{\tilde{\mathbf{k}}}_{\mathbf{b}}(t) &= \gamma_b \mathbf{P}\boldsymbol{\varepsilon}\,u^0, \end{aligned}\right\} \tag{24}$$

где $\gamma_a,\ \gamma_b$ – произвольные коэффициенты параметрической настройки; $\boldsymbol{\varepsilon}(t) = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t)$.

Обобщенная схема непрямой адаптивной системы (22)–(24) для управления линейным стационарным объектом второго порядка (21) показана на рис. 7.

Для моделирования выбираем параметры линейного стационарного объекта второго порядка $T_1 = 100;\ T_2 = 1;\ k_1 = k_2 = 100;\ k_{д1} = k_{д2} = 0.01$ и эталонной модели $\mathbf{A}_{\text{м}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -6 & -4.5 \end{bmatrix}$; $\mathbf{b}_{\text{м}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 6 \end{bmatrix}$. Результаты моделирования в среде Matlab simulink представлены на рис. 8–14.

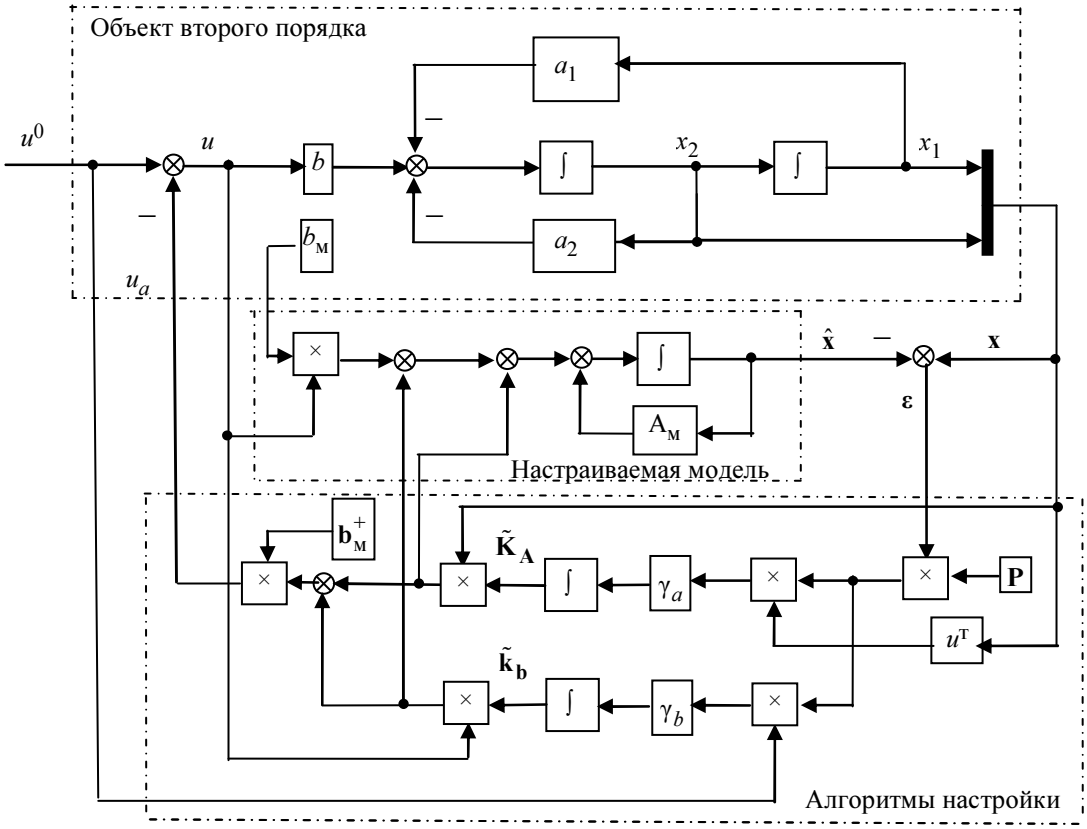


Рис. 7

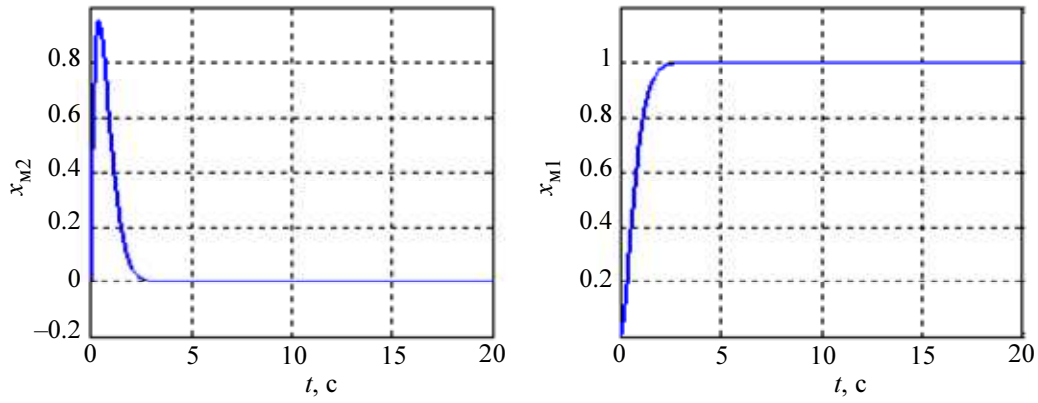


Рис. 8

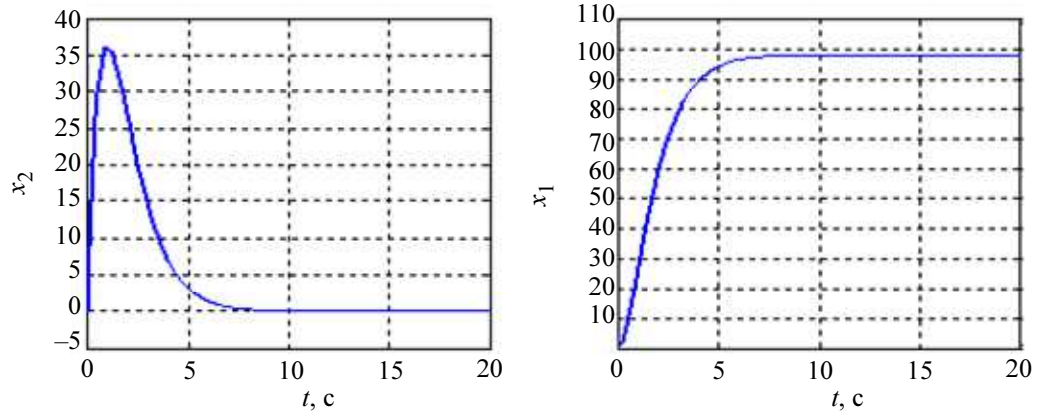


Рис. 9

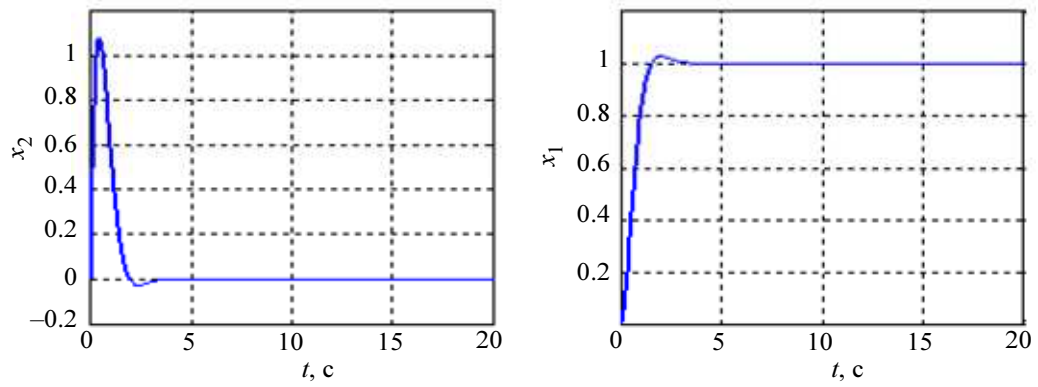


Рис. 10

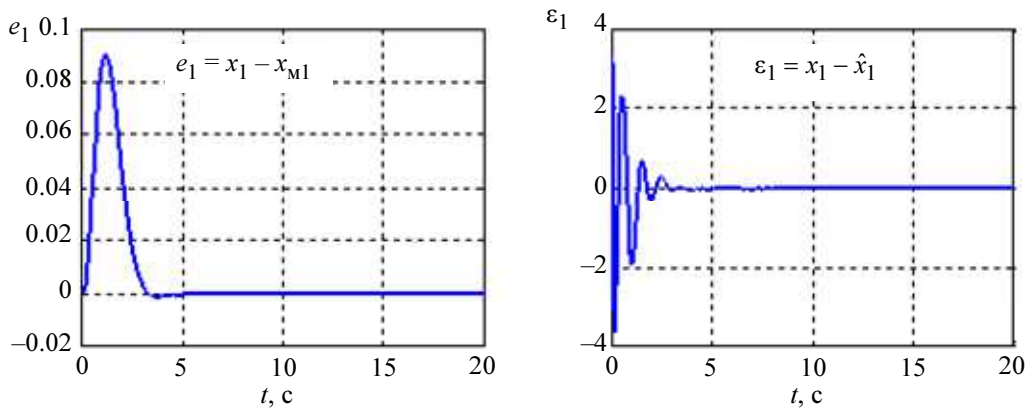


Рис. 11

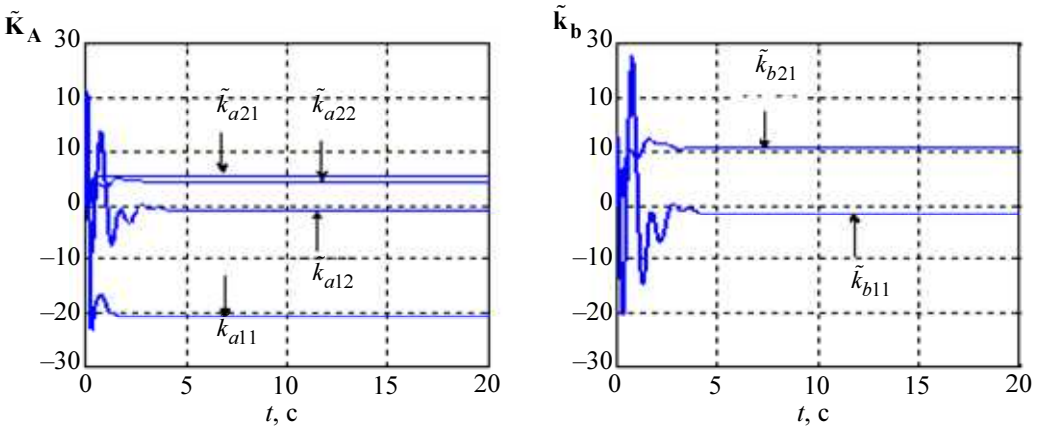


Рис. 12

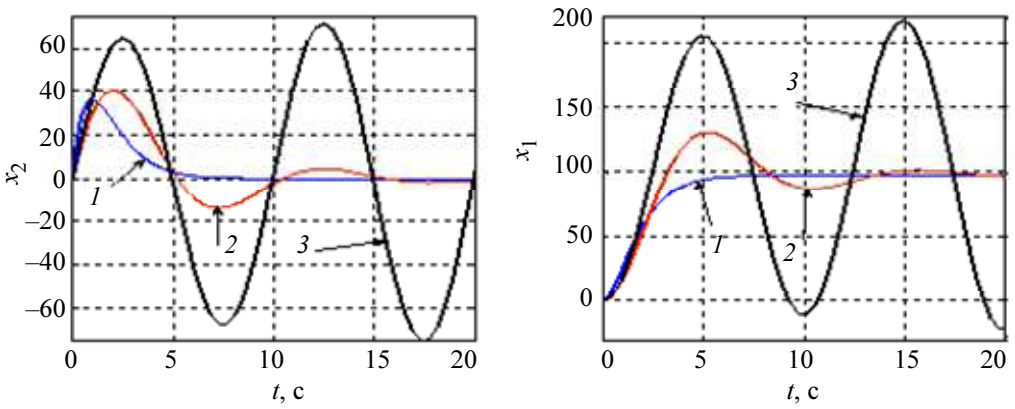


Рис. 13

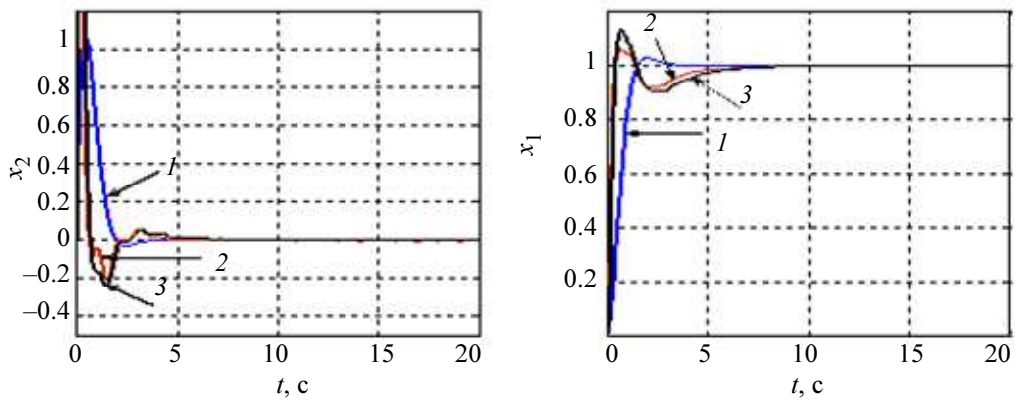


Рис. 14

На рис. 8 показаны переходные процессы скорости $x_{м2} = \dot{x}_{м1}$ и положения $x_{м1}$ эталонной модели, на рис. 9 – переходные процессы скорости $x_2 = \dot{x}_1$ и положения x_1 линейного стационарного объекта второго порядка без непрямого управления при $T_1 = 100$; $T_2 = 1$; $k_1 = k_2 = 100$; $k_{д1} = k_{д2} = 0.01$. На рис. 10 представлены переходные процессы скорости $x_2 = \dot{x}_1$ и положения x_1 непрямой адаптивной системы управления таким объектом при $T_1 = 100$; $T_2 = 1$; $k_1 = k_2 = 100$; $k_{д1} = k_{д2} = 0.01$; $\gamma_a = 0.025, \gamma_b = 0.03$. На рис. 11 отражены переходные процессы ошибок непрямой адаптивной системы $e_1 = x_1 - x_{1м}$ и системы идентификации $\varepsilon_1 = x_1 - \hat{x}_1$ по переменной положения. На рис. 12 показаны переходные процессы параметров настройки $\tilde{\mathbf{K}}_{\mathbf{A}}(t)$, $\tilde{\mathbf{k}}_{\mathbf{b}}(t)$. Рисунки 13, 14 демонстрируют переходные процессы линейного стационарного объекта второго порядка без непрямого управления (рис. 13) и непрямой адаптивной системы управления объектом второго порядка (рис. 14) при изменении параметров объекта (кривая *1* – при $T_1 = 100$; $T_2 = 1$; $k_1 = k_2 = 100$; $k_{д1} = k_{д2} = 0.01$; кривая *2* – при $T_1 = 50$; $T_2 = 5$; $k_1 = k_2 = 100$; $k_{д1} = k_{д2} = 0.01$; кривая *3* – при $T_1 = 50$; $T_2 = 5$; $k_1 = k_2 = 100$; $k_{д1} = 0.01$; $k_{д2} = -0.12$).

Таким образом, результаты исследований подтверждают работоспособность непрямых адаптивных систем управления линейными объектами с неопределенными параметрами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фрадков А. Л. Адаптивное управление в сложных системах: беспоисковые методы. М.: Наука, 1990. 296 с.

2. Путов В. В. Методы построения адаптивных систем управления нелинейными нестационарными динамическими объектами с функционально-параметрической неопределенностью: Дисс. … д-ра техн. наук. / СПбГЭТУ, СПб.: 1993. 590 с.

3. Путов В. В., Шелудько В. Н. Адаптивные и модальные системы управления многомассовыми нелинейными упругими механическими объектами. СПб.: Элмор, 2007. 243 с.

V. V. Putov, V. N. Seludko, N. K. Chien, E. V. Belgradskaya

INDIRECT ADAPTIVE CONTROL SYSTEMS WITH PARAMETRICALLY ADJUSTABLE MODEL FOR LINEAR PLANTS

The general structure of parameter identification and indirect adaptive control algorithms with parametrically adjustable models for finite-dimensional linear plants control is discussed. The design is illustrated by examples for first and second order plants.

Adaptive system, indirect control, parametrically adjustable model

УДК621.313.392

О. В. Епифанов, С. С. Жуков, А. Г. Микеров

УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХФАЗНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНОЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ В РЕЖИМЕ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ДВУХФАЗНЫМ УСИЛИТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫМ УСТРОЙСТВОМ

Выявлены условия, при которых двухканальное усилительно-преобразовательное устройство (УПУ) вентильного двигателя может быть использовано для управления синхронной машиной с трехфазной обмоткой статора. При этом рассмотрены два случая, в первом из которых синхронная машина – обычная трехфазная, но УПУ имеет разные коэффициенты усиления каналов, а во втором случае усиление каналов одинаково, но обмотка синхронной машины превращается в двухфазную особым соединением и намоткой всех фаз.

Вентильный двигатель, бесконтактный моментный привод, обмотка синхронной машины

Синхронные машины с постоянными магнитами, являющиеся электромеханическими преобразователями вентильных двигателей и бесконтактных двигателей постоянного тока, широко применяются в системах автоматического управления и электроприводах малой и средней мощности, в том числе в бесконтактных моментных приводах различных отраслей промышленности и обороны страны [1]–[6].

Такие двигатели совмещают в себе известные преимущества коллекторных двигателей постоянного тока (линейность характеристик, управляемость и быстродействие) и двигателей переменного тока (бесконтактность и надежность), что делает их незаменимыми в тяжелых условиях эксплуатации объектов морской, авиационной и космической техники, систем оборонного назначения.

За редким исключением синхронные машины выпускаются двухфазными и трехфазными. В принципе все характеристики двух- и трехфазной машины одного и того же габарита могут быть сделаны совершенно одинаковыми, поскольку они не зависят от фазности обмотки статора, задача которой – создать вращающееся магнитное поле.

Однако фактически как отечественные, так и зарубежные производители предпочитают трехфазные машины. Причина этого кроется как в традиции питать машины переменного тока от трехфазной промышленной сети, так и в преимуществах трехфазного транзисторного инвертора, имеющего лишь шесть транзисторов выходного моста против восьми транзисторов двухфазного инвертора, содержащего два независимых выходных моста [7]. С учетом этого большинство 16-разрядных микроконтроллеров ведущих производителей (Texas Instruments, Motorola, Siemens и др.), на которых строятся усилительно-преобразовательные устройства вентильных двигателей и бесконтактных двигателей постоянного тока, имеют трехфазные ШИМ-выходы, хотя на них можно строить и двухфазные системы управления [8].

Вместе с тем, в электроприводах малой мощности широко применяются простые и надежные линейные усилители мощности (без ШИМ), имеющие лучшую линейность и более широкую полосу пропускания [7]. К недостаткам усилителей с ШИМ следует отнести

также более сложную схему, высокий уровень помех и наводок, трудности введения обратных связей по току и напряжению. Как правило, усилительно-преобразовательные устройства (УПУ) на линейных усилителях выполняются двухфазными, т. е. двухканальными на двух транзисторных мостах. Наиболее популярными являются, например, линейные усилители на 27 В с током до 20 А, разработанные Ю. П. Лукиным еще в 80-е гг. [4], [7].

Применение двухфазных УПУ часто диктуется использованием в качестве датчиков положения ротора вентильного двигателя бесконтактных редуктосинов, являющихся принципиально двухфазными [9]. Правда, в этом случае можно использовать в составе УПУ преобразователь числа фаз [8].

Таким образом, на практике часто возникает задача управления трехфазной синхронной машиной от двухфазного двухканального УПУ. При изготовлении синхронных машин весьма актуальна другая, но близкая задача использования унифицированного магнитопровода статора с числом пазов или зубцов, позволяющим наматывать как трехфазные, так и двухфазные машины.

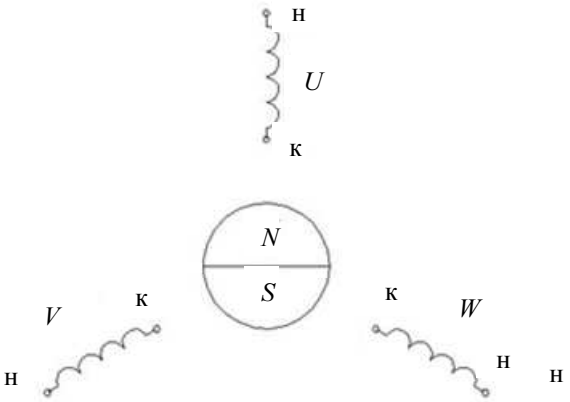


Рис. 1

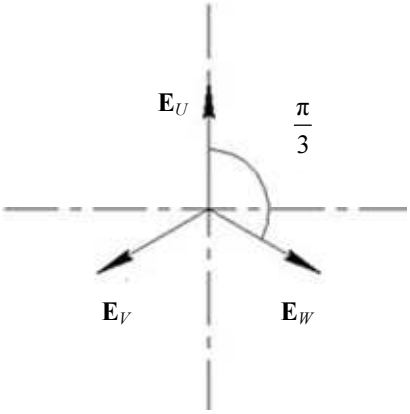


Рис. 2

В настоящей работе обе эти задачи решаются применением специальной схемы соединения секций обмотки трехфазной машины. При этом обсуждаются два подхода:

– при первом подходе обмотка машины выполняется трехфазной, но используются несимметричные двухканальные УПУ с разными коэффициентами усиления каналов;

– при втором подходе усиление каналов УПУ одинаково, но трехфазная машина выполняется несимметричной с разным числом витков и сопротивлением секций обмотки.

Использование несимметричного двухканального ЦПУ. На рис. 1 показана схема обычной трехфазной машины, секции обмотки которой U, V, W смещены в пространстве на 120° (электрических).

Векторная диаграмма ЭДС секций, наводимых при вращении ротора с постоянными магнитами, показана на рис. 2 для случая равного числа витков секций

$$N_U = N_V = N_W = N.$$

При этом модули ЭДС равны:

$$\mathbf{E}_U = \mathbf{E}_V = \mathbf{E}_W = \mathbf{E},$$

а сопротивления секций при намотке их одинаковым проводом также равны:

$$R_U = R_V = R_W = R.$$

Для получения двухфазной обмотки секции V и W можно соединить последовательно, как показано на рис. 3.

При этом секция U будет являться первой фазой A двухфазной машины, а последовательно соединенные секции V и W – второй фазой B такой машины. При этом модули ЭДС E_A и E_B и сопротивления фаз R_A и R_B определяются выражениями:

$$E_A = E_U = E,$$

$$E_B = E_V \cos\frac{\pi}{6} + E_W \cos\frac{\pi}{6} = \sqrt{3}E; \qquad (1)$$

$$R_A = R_U = R;\ R_B = R_V + R_W = 2R.$$

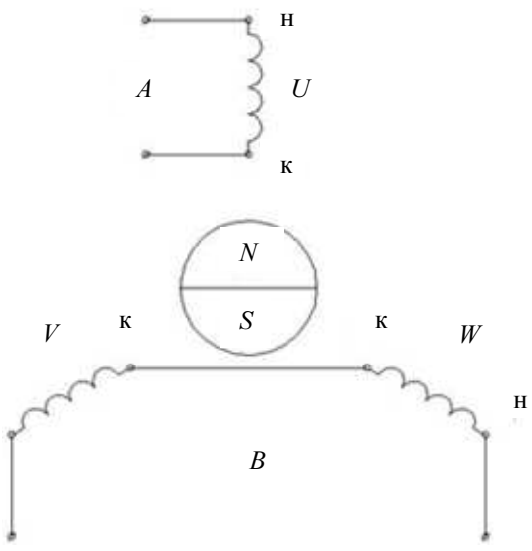


Рис. 3

Как показано на рис. 4, векторы $\mathbf{E}_A$ и $\mathbf{E}_B$ фазных ЭДС смещены на 90º, поэтому машина с обмоткой на рис. 3 двухфазная, однако несимметричная, так как ЭДС фаз и их сопротивления не одинаковы.

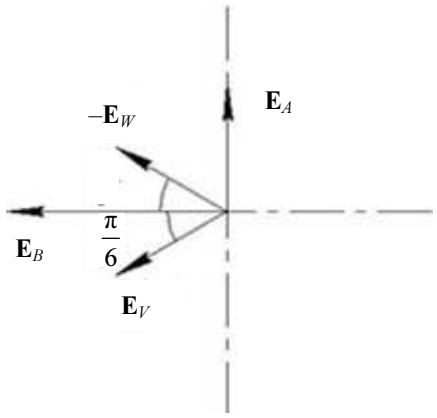


Рис. 4

При включении такой машины в состав вентильного двигателя необходимо использовать несимметричный двухфазный (двухканальный) ЦПУ с разными коэффициентами усиления каналов. Пример такого вентильного двигателя показан на рис. 5, где СМ – двухфазная синхронная машина; УПУ – усилительно-преобразовательное устройство; У1 и У2 – линейные усилители мощности по схеме [7] с отношением коэффициентов усиления $K_{У2}/K_{У1} = \sqrt{3}$; ФЧВ – фазочувствительные выпрямители; ДПР – датчик положения ротора типа редуктосин ВТ40 с числом электрической редукции 8 и частотой возбуждения 2 кГц [9]; $U_{вх}$ – входное управляющее напряжение частотой 2 кГц; n – частота вращения вала двигателя.

Параметры СМ: диаметр статора 120 мм; число пар полюсов 8; сопротивления фаз R_U = 5,8 Ом, R_{VW} = 10,7 Ом; коэффициент ЭДС фаз C_E = 1,34 В с/рад.

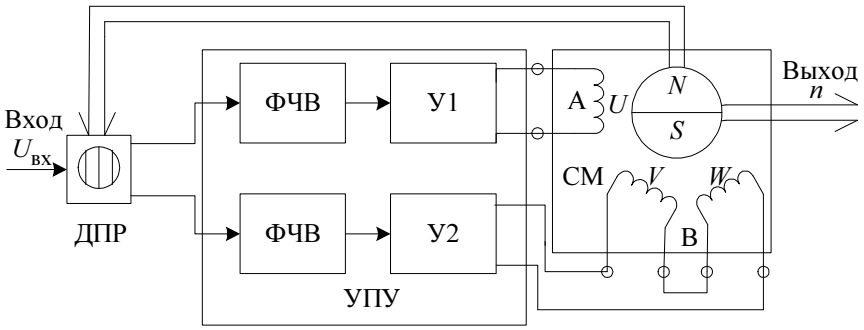


Рис. 5

На рис. 6 показаны экспериментальные точки регулировочной характеристики холостого хода вентильного двигателя для частоты вращения вала *n* (рис. 6, *а*) и тока потребления по цепи 27 В (рис. 6, *б*). Здесь же показаны расчетные кривые для постоянной времени УПУ 0,82 мс, вычисленные по известной методике [8].

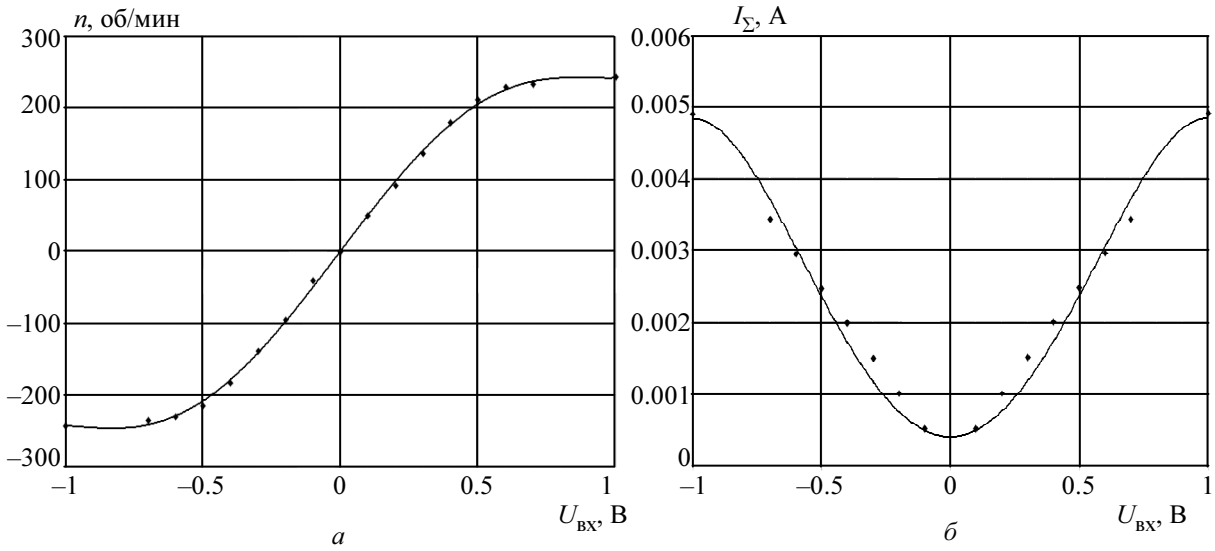


Рис. 6

Таким образом, испытания показали, что вентильный двигатель на базе синхронной машины с несимметричными фазами по рис. 3 при соответствующем выборе коэффициентов усиления каналов имеет симметричные характеристики, присущие обычному двигателю с симметричной двухфазной синхронной машиной. Разумеется, и в этом случае неравенство сопротивлений фаз будет влиять на характеристики вентильного двигателя при больших моментах нагрузки, вызывая неодинаковость фазных токов. Однако для исполнительных двигателей систем автоматического управления рекомендуемый рабочий момент находится в пределах 5…30 % от пускового момента [3], [6]. Поэтому этим влиянием часто можно пренебречь.

Выполнение синхронной машины с унифицированным магнитопроводом статора. Для применения в составе двухфазного вентильного двигателя унифицированного двухканального УПУ с симметричными каналами необходимо, чтобы и синхронная машина была симметричной, т. е. имела одинаковые величины ЭДС и сопротивлений двух фаз.

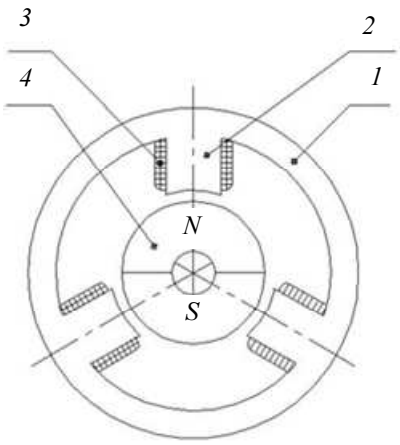


Рис. 7

Для этого целесообразно число зубцов или пазов статора синхронной машины выбирать, исходя из возможности выполнения трехфазной машины с симметричными одинаковыми секциями обмотки, а двухфазную обмотку выполнять по схеме рис. 3, наматывая, однако, секции обмотки проводом разного сечения с разным числом витков.

Рассмотрим простейшую синхронную машину с катушечной (зубцовой) обмоткой статора, показанную на рис. 7. Она содержит статор *1* с тремя зубцами *2*, на которые намотаны катушки (секции) *3*, и ротор *4* с одной парой

полюсов постоянного магнита. Очевидно, что при обычной намотке проводом одного диаметра машину легко выполнить трехфазной (по рис. 1), но на эти зубцы невозможно положить две симметричные фазы.

Для обеспечения симметрии фаз двухфазной машины по схеме рис. 3 необходимо выполнить два условия равенства ЭДС и сопротивлений фаз:

$$E_A = E_B,$$
$$R_A = R_B. \qquad (2)$$

Известно, что амплитуда наводимой в каждой катушке ЭДС, пропорциональна числу витков этой катушки. Поэтому

$$E_U = kN_U;\ E_V = kN_V;\ E_W = kN_W, \qquad (3)$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Выполним катушки с разным числом витков из соотношения

$$N_V = N_W = \frac{N_U}{\sqrt{3}}. \qquad (4)$$

Тогда из (3) и (4) с учетом (1) следует

$$E_A = E_U = kN_U,$$

$$E_B = E_V \cos\frac{\pi}{6} + E_W \cos\frac{\pi}{6} = 2k\frac{N_U}{\sqrt{3}}\frac{\sqrt{3}}{2} = kN_U = E_A.$$

Таким образом, в предлагаемой электрической машине амплитуды ЭДС, наводимых в каждой из двух фаз A и B, одинаковы.

Для того чтобы фазы A и B имели также равные сопротивления, предлагается наматывать катушки проводом разного сечения. Для этого обозначим сечения и диаметр проводов фаз A и B как S_A, S_B и d_A, d_B соответственно.

Тогда

$$R_A = \rho\frac{l_A}{S_A};\ R_B = \rho\frac{l_B}{S_B}, \qquad (5)$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление обмоточного провода (принято одинаковым); l_A, l_B – длина провода каждой фазы;

$$S_A = \frac{\pi d^2{}_A}{4};\ S_B = \frac{\pi d^2{}_B}{4} \qquad (6)$$

– площадь сечения провода фаз A и B.

Принимая средние окружности каждой катушки l_K одинаковыми, получим

$$l_A = l_K N_A;\ l_B = l_K N_B, \qquad (7)$$

где число витков фаз A и B

$$N_A = N_U;\ N_B = N_V + N_W = \frac{2N_U}{\sqrt{3}}. \qquad (8)$$

Подставляя (7) и (8) в (5), получаем

$$R_A = \frac{\rho l_K N_A}{S_A};\ R_B = \frac{\rho l_K 2N_A}{S_B\sqrt{3}}. \qquad (9)$$

Для обеспечения условия равенства сопротивления фаз (2) находим с учетом (6) соотношение для сечений и диаметров проводов фаз *A* и *B*

$$\frac{S_B}{S_A} = \frac{d_B^2}{d_A^2} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}155,$$

откуда

$$\frac{d_B}{d_A} = \sqrt{\frac{2}{\sqrt{3}}} = 1{,}074.$$

Следовательно, предлагаемый двигатель является двухфазной синхронной машиной с симметричными фазами равного сопротивлениям, формирующими две ЭДС равной амплитуды, сдвинутыми на 90° (электрических). В то же время, на тех же зубцах может быть легко выполнена обычная трехфазная обмотка.

Для проверки полученных соотношений был изготовлена и испытана синхронная машина, имеющая следующие параметры:

1. Параметры обмотки:

– число зубцов статора 18, в том числе: на фазу A(U) – 6, на фазу B(V-W) – 12;

– фаза A(U) имеет 66 витков проводом 0,21 мм;

– фаза B(V-W) имеет на каждом зубце 38 витков провода толщиной 0,224 мм;

– сопротивления фаз A(U) и B(V-W) одинаковы и равны 5,3 Ом.

2. Параметры двигателя при частоте вращения 212,8 об/мин:

– форма ЭДС – гармоническая;

– сдвиг фаз – 90°;

– коэффициент ЭДС средний – 0,0389 В · с/рад;

– разница амплитуд ЭДС фаз – 1,5 %.

Машина была испытана в составе вентильного двигателя рис. 5 с симметричным УПУ, имеющим одинаковое усиление каналов. Полученные при этом регулировочные характеристики оказались аналогичными рис. 6. Асимметрия регулировочной характеристики при скорости 790 об/мин – по частоте вращения 1,6 %, по току потребления 2,5 %.

Следовательно, по своим внешним параметрам это обычная симметричная двухфазная машина с одинаковыми ЭДС и сопротивлениями фаз.

Таким образом, проведенные исследования позволяют сделать следующие основные выводы:

1. При последовательном соединении двух любых секций обычной симметричной трехфазной машины такая машина превращается в несимметричную двухфазную машину, фазные ЭДС которой отличаются в $\sqrt{3}$ раз, а сопротивления фаз в 2 раза.

2. Такая несимметричная двухфазная машина может быть использована в составе вентильного двигателя с двухфазным (двухканальным) усилительно-преобразовательным устройством, однако при этом коэффициент усиления одного из каналов должен быть в $\sqrt{3}$ раз больше коэффициента усиления другого канала.

3. Для обеспечения равенства фазных ЭДС и сопротивлений фаз такой двухфазной машины необходимо выполнить вторую фазу последовательным соединением двух секций трехфазной машины, число витков в каждой из этих секций в $\sqrt{3}$ раз меньше числа витков первой фазы, а намотка производится более толстым проводом, площадь сечения которого в $2/\sqrt{3}$ раз больше площади сечения провода первой фазы.

Авторы весьма признательны ЗАО ППТФ «ЭЛМА Ко» и особенно ее главному конструктору Л. М. Епифановой за помощь и поддержку в исследованиях рассматриваемых в статье вентильных и моментных двигателей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Панкратов В. В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза // Электронные компоненты. 2007. № 2. С. 68.

2. Овчинников И. Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность): курс лекций. СПб.: КОРОНА-Век, 2006.

3. Беленький Ю. М., Зеленков Г. С., Микеров А. Г. Выбор и программирование параметров бесконтактного моментного привода. Л.: ЛДНТП, 1990.

4. Бесконтактный моментный привод для замкнутых систем автоматического управления / Ю. М. Беленький, Л. М. Епифанова, Г. С.Зеленков и др. // Электротехника, 1986. № 2. С. 12–14.

5. Создание новой серии моментных двигателей интенсивного использования для бесконтактного моментного привода / Л. М. Епифанова, Д. А. Любшин, А. М. Якушенко и др. // Тр. междунар. конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2007. СПб.: Новекс, 2007. С. 240–243.

6. Микеров А. Г., Рубцова Е. А. Выбор моментных двигателей систем автоматического управления по их энергетическим и динамическим показателям // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2010. № 6. С. 58–69.

7. Микеров А. Г. Электромеханические датчики и электронные компоненты управляемых вентильных двигателей: Учеб. пособие / СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб., 1999.

8. Микеров А. Г. Управляемые вентильные двигатели малой мощности: Учеб. пособие / ГЭТУ. СПб., 1997.

9. Датчики положения ротора и синхронные тахогенераторы / С. А. Батоврин, Л. М. Епифанова, А. Г. Микеров и др. // Электротехника, 1991. № 8. С. 52–55.

O. V. Epifanov, S. S. Zhukov, A. G. Mikerov

THREE-PHASE PERMANENT MAGNETS SYNCHRONOUS MACHINE CONTROL IN BRUSHLESS DC MOTOR MODE WITH TWO-CHANNEL POWER ELECTRONIC CONVERTER

Conditions are found to control a three-phase synchronous machine in brushless DC motor mode with a two-channel power electronic converter (PEC). Two cases are considered: the first one for the three phase synchronous machine and the PEC with different channels amplification gains and the second one when the PEC channels are equal but the three phase synchronous machine turns into a two-phase machine by special winding sections connection and winding.

Brushless DC motor, brushless torque drive, synchronous motor winding

УДК 621.313.39

М. Е. Кузин, Т. Нахди, Е. В. Кистанова,
М. В. Пронин, А. Г. Воронцов

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ В SIMULINK И МЕТОДИКИ ИХ РАСЧЕТА ПО ВЗАИМОСВЯЗАННЫМ ПОДСИСТЕМАМ

Разработан комплекс моделей многотактно-многоуровневого преобразователя частоты (ММПЧ) в среде Simulink и произведено его сравнение с моделями, разработанными методами расчета систем по взаимосвязанным подсистемам. В Simulink каждому ММПЧ заданного уровня соответствует индивидуальная модель, при расчетах затраты машинного времени пропорциональны квадрату размерности системы уравнений. При моделировании методами взаимосвязанных подсистем для ММПЧ с различным числом уровней используется одна модель, затраты машинного времени пропорциональны числу уравнений. При расчетах системы с 2-уровневым ММПЧ Simulink проигрывает по затратам времени в 25 раз, при расчетах системы с 14-уровневым ММПЧ – в 290 раз.

Преобразователь частоты, многотактный преобразователь, многоуровневый преобразователь, моделирование, затраты машинного времени

Особенности моделирования электрических систем в Simulink и методики их расчета по взаимосвязанным подсистемам

При разработке сложных электротехнических систем используется компьютерное моделирование [1]–[3]. Модели позволяют осуществлять численные эксперименты, изучать поведение объектов в переходных и установившихся режимах работы при изменении параметров, при изменении алгоритмов управления, обеспечивают визуализацию процессов. Стоимость численных экспериментов значительно меньше стоимости экспериментов физических. Как правило, меньше и сроки их выполнения.

В инженерной практике наибольшее распространение получил специализированный пакет моделирования Matlab-Simulunk [4], [5]. С помощью этого программного продукта создаются модели систем различной сложности. Указанная среда пригодна для моделирования устройств различных типов. Она имеет удобные средства построения моделей, обычно позволяет получать адекватные результаты расчетов. Наиболее эффективно ее применение в тех случаях, когда рассматриваемая система состоит из типовых элементов, модели которых имеются в соответствующих библиотеках. Однако расчеты на таких моделях связаны с боль-

шими затратами машинного времени, которые резко увеличиваются при усложнении систем и при более точном описании физических явлений. Сам процесс моделирования может оказаться трудоемким, если в библиотеках моделей нет необходимых элементов.

На практике развивается также направление моделирования, основанное на создании специализированных моделей методами расчета систем по взаимосвязанным подсистемам [1]–[3], [6]–[10]. Применение этих методов позволяет создать быстродействующие модели, которые в ряде случаев работают в реальном времени на персональных ЭВМ средней производительности [11], [12]. Это направление более 25 лет разрабатывается на заводе «Электросила» (ОАО «Силовые машины»). В созданном комплексе имеются библиотеки типовых устройств, которые облегчают создание моделей сложных систем и сокращают время моделирования. Модели этого типа использовались при создании многих изделий [2]. Адекватность моделей проверена многолетней практикой их применения на заводе.

В некоторых публикациях [6] представлено сравнение моделей, созданных в Simulink и в среде моделирования систем по частям. Однако это сравнение выполнено для весьма простой схемы – для трехфазного автономного инвертора напряжения.

В данной статье сравнивались модели различного типа по разным показателям, в том числе по затратам машинного времени на расчеты для ряда многотактно-многоуровневых преобразователей частоты (ММПЧ), различающихся количеством тактов выпрямителя и уровней инвертора.

Модель ММПЧ, разработанная методами расчета сложных систем по взаимосвязанным подсистемам, достаточно подробно описана в [9]. Там же приведены примеры расчетов. Поэтому в данной статье описаны только модели, разработанные в Simulink.

Структурная схема ММПЧ с источником питания и нагрузкой представлена на рис. 1. В рассматриваемом случае активный выпрямитель ММПЧ (АВ) является 6-тактным, а автономный инвертор напряжения ММПЧ (АИН) – 7-уровневым.

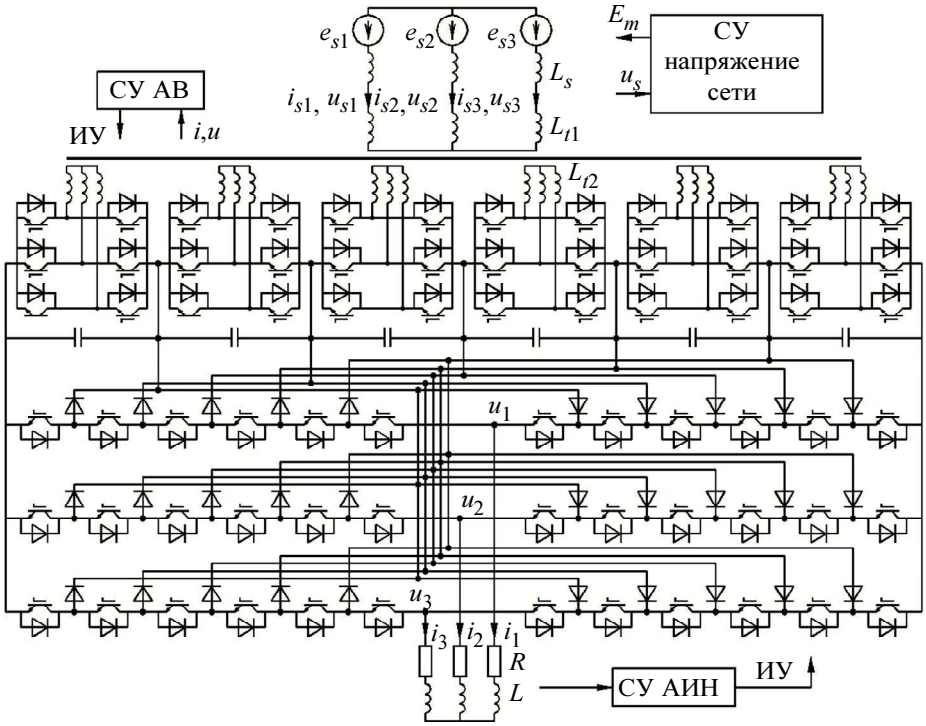


Рис. 1

ММПЧ содержит многообмоточный трансформатор, многотактный АВ с последовательно соединенными транзисторными мостами, а также многоуровневый АИН, в каждом плече которого содержатся последовательно включенные транзисторы, обратные и разделительные диоды. Питание ММПЧ осуществляется от сети с ЭДС фаз e_{sn} с индуктивностями L_s, напряжениями u_{sn} и токами i_{sn} (n = 1, 2, 3). В трансформаторе учитываются коэффициент трансформации $K_{тр}$, индуктивности рассеяния первичной обмотки L_{t1} и вторичных обмоток L_{t2}. В цепях выпрямленных токов ММПЧ учитываются конденсаторные фильтры с емкостями C. Трехфазная нагрузка представлена индуктивностями L и активными сопротивлениями R. Фазы нагрузки имеют напряжения u_n, токи i_n.

В системе управления имеется регулятор напряжения сети, который поддерживает заданное действующее значение, воздействуя на амплитуду ЭДС [6], [7]. Имеется также регулятор тока нагрузки, который поддерживает заданный действующий ток, воздействуя на амплитуду напряжений управления АИН [6], [7]. Имеется также регулятор АВ, который, контролируя выпрямленные напряжения мостов, напряжения фаз сети и токи фаз мостов, воздействуя на напряжения управления, поддерживает заданные уровни выпрямленных напряжений мостов, синусоидальную форму токов фаз мостов и коэффициент мощности сети [10].

Модель системы с ММПЧ выполнена в Simulink и составлена из стандартных модулей библиотеки SimPowerSystems (рис. 2).

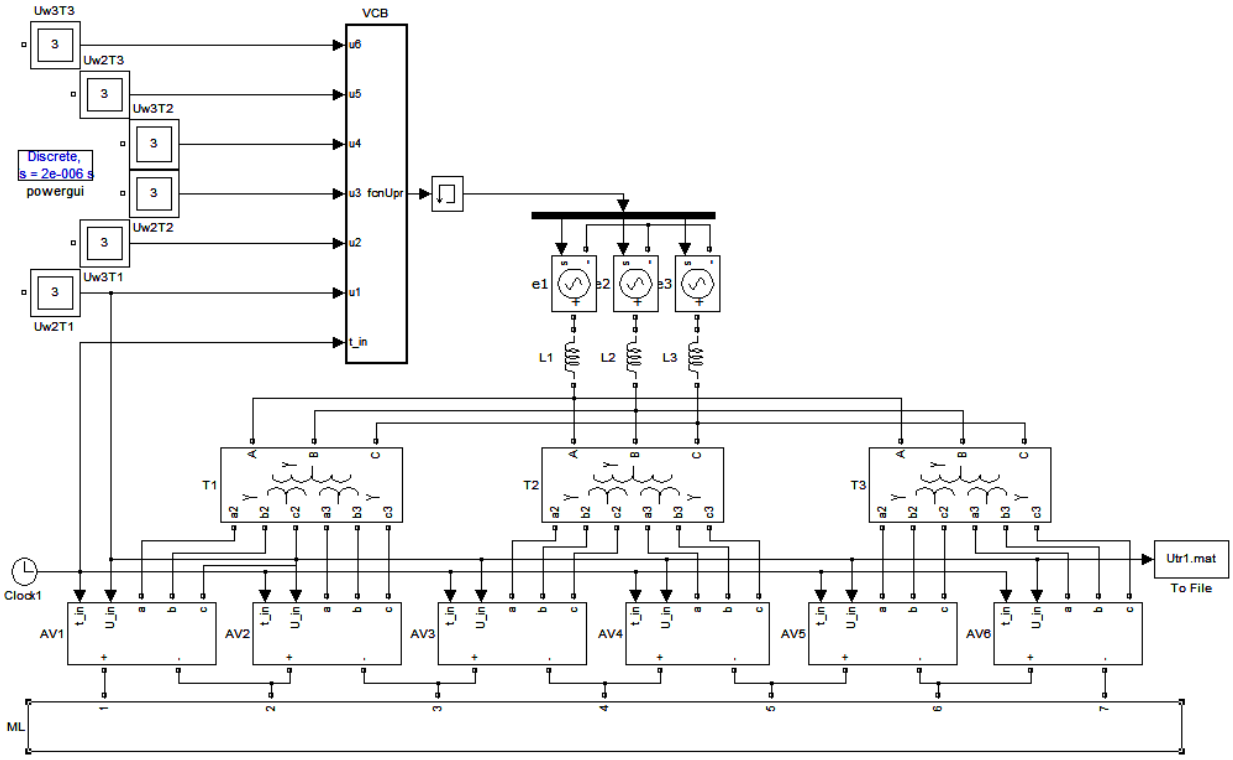


Рис. 2

В цепях питания ММПЧ в качестве источников ЭДС частоты выбраны зависимые источники напряжения Controlled Voltage Source e_{s1}, e_{s2}, e_{s3} с последовательно подключенными индуктивностями L_1, L_2, L_3 (блоки Series RLC branch), которые присоединены к первичным обмоткам трехфазных трехобмоточных трансформаторов (Three-Phase Transformer). Напряжения вторичных обмоток трансформатора через блоки U_{wnTn} поступают в блок коррекции падения

напряжения, который через пропорционально-интегральный регулятор воздействует на амплитуду ЭДС сети. К вторичным обмоткам трансформатора присоединены транзисторные мосты выпрямителей $AV_1 \ldots AV_n$, выполненные блоком Universal Bridge (рис. 3).

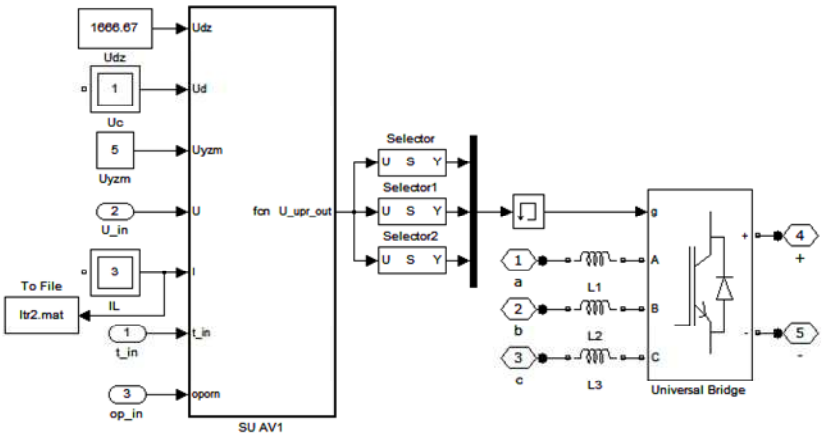


Рис. 3

На выходе активных выпрямителей установлены конденсаторы C_n, соединенные последовательно и подключенные к разделительным диодам многоуровневого инвертора напряжения (рис. 4). Многоуровневый инвертор выполнен блоками IGBT/Diode и Diode.

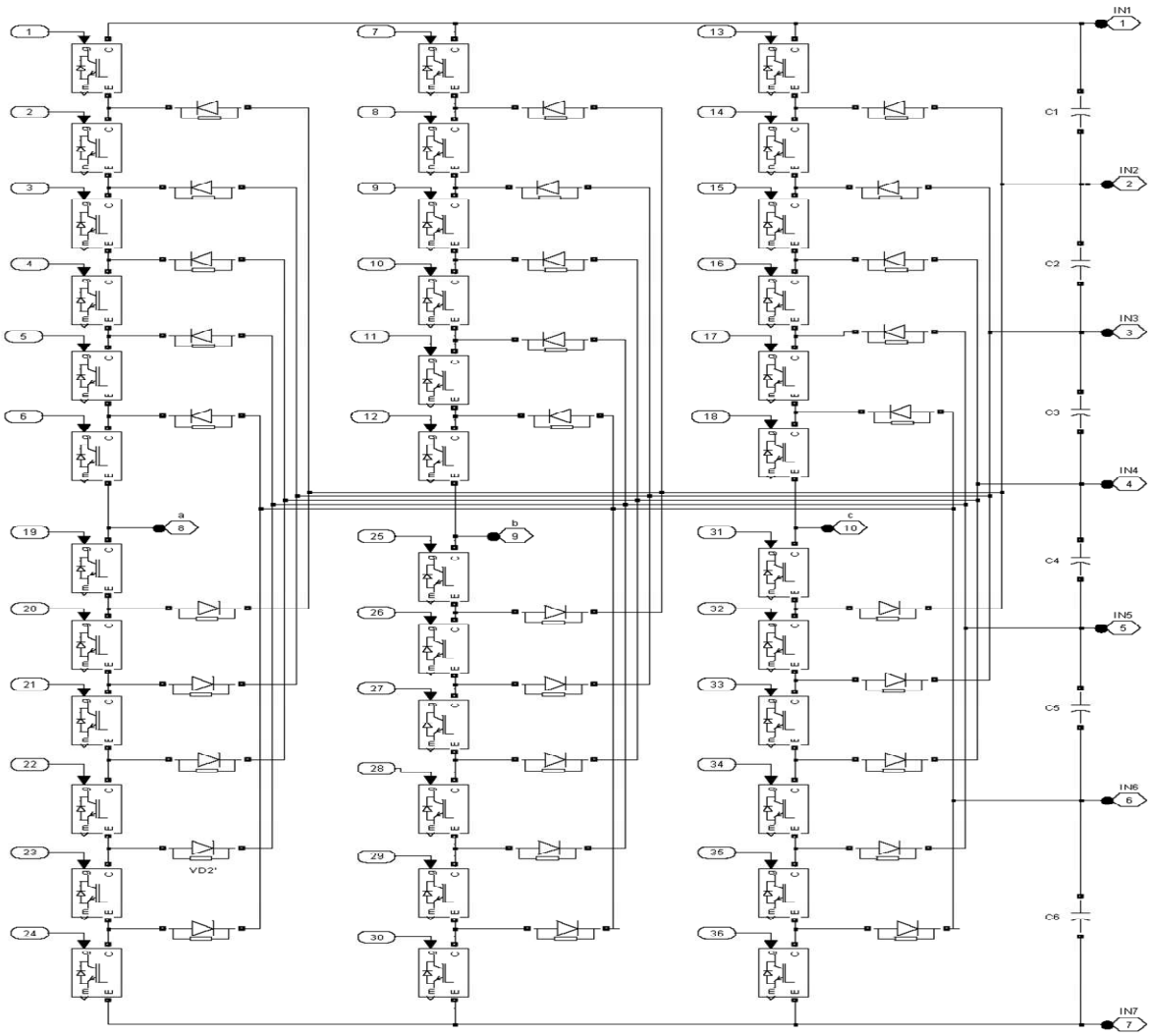


Рис. 4

Нагрузка инвертора активно-индуктивная, выполнена стандартными блоками Series RLC branch (рис. 5, блоки RL1, RL2, RL3).

Многотактность ММПЧ обеспечивается сдвигом фаз опорных напряжений ШИМ активного выпрямителя. Так как выпрямитель поддерживает напряжения на отдельных конденсаторах емкостного фильтра, управление АВ производится по отдельным мостам. Система управления выпрямителем изображена на рис. 3 блоком SU AV1.

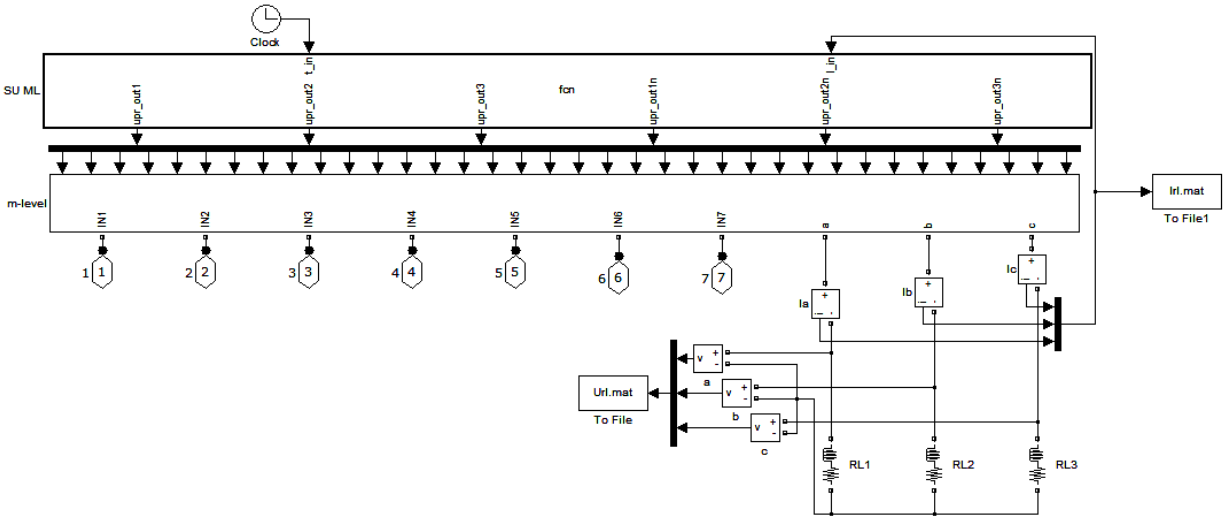


Рис. 5

Система управления многоуровневого инвертора изображена на рис. 5 (блок SU ML). В ней формируются опорные пилообразные напряжения разных уровней [3]. При сравнении этих напряжений с синусоидальными напряжениями управления формируются сигналы управления транзисторами (рис. 6). СУ инвертора обеспечивает регулирование амплитуды токов фаз нагрузки ПИ-регулятором.

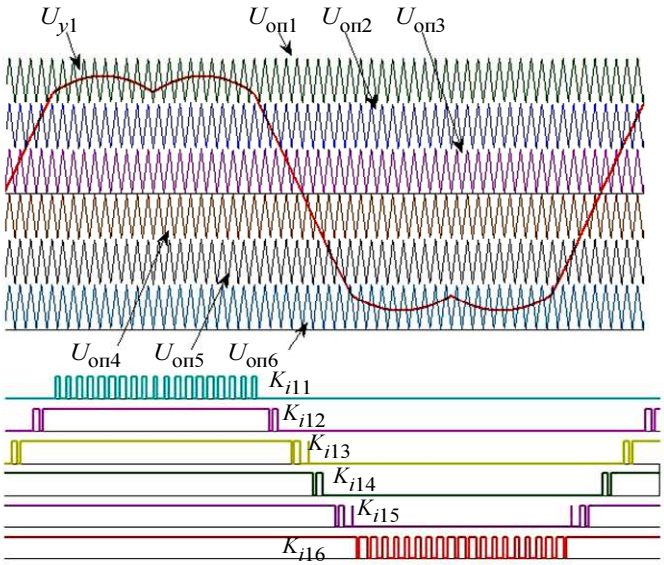


Рис. 6

Все блоки управления преобразователя реализованы на языке MatLab и выполнены блоками Embedded MATLAB Function.

В Simulink аналогично описанной модели системы с 7-уровневым ММПЧ выполнены модели систем с ММПЧ других уровней.

При расчетах в Simulink в качестве решателя выбран ode1(Euler), который обеспечивает высокую производительность, точность вычислений и решение уравнений тем же методом, что и при моделировании системы по частям. Частота ШИМ – 4 кГц. Шаг интегрирования – 2 мкс. Расчеты производились в среде MatLab 2010a на компьютере с процессором Intel Core2 Duo 5600, 4 Гбайт DDR3 оперативной памяти и с операционной системой Windows 7 Максимальная.

Результаты расчета электромагнитных процессов в системе с 7-уровневым инвертором представлены на рис. 7. На диаграмме изображены напряжения первичной обмотки трансформатора, токи фаз первой и третьей вторичных обмоток трансформатора, а также напряжения и токи нагрузки модели.

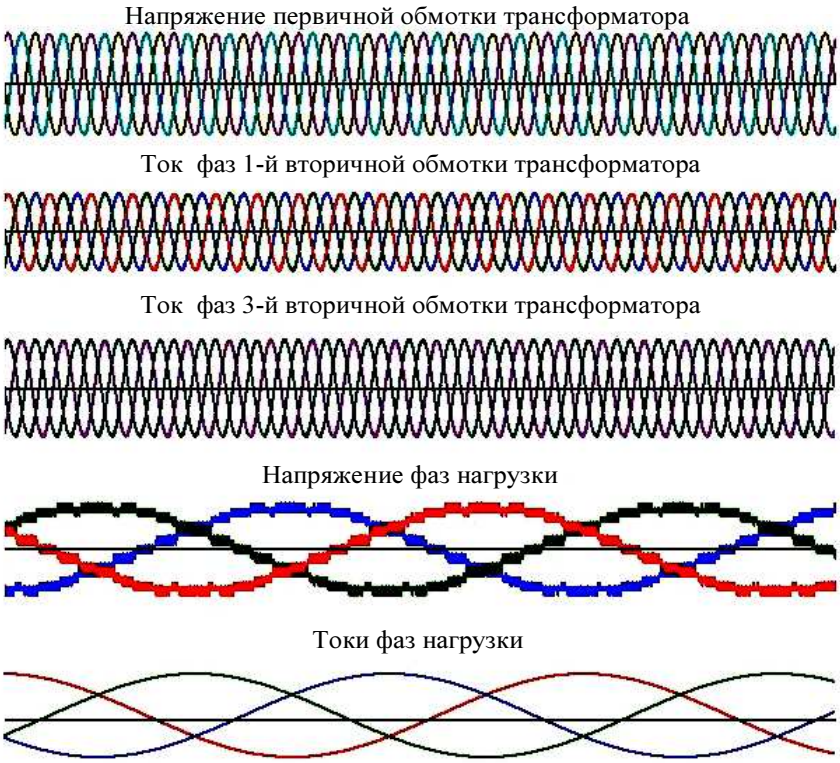


Рис. 7

Следует отметить, что результаты расчетов, выполненных на моделях в MatLab (в данной статье) и на моделях, разработанных в C++ методами расчета систем по взаимосвязанным подсистемам [9], практически полностью совпадают.

Сравнение рассматриваемых методов моделирования можно выполнить по ряду показателей, из которых основным являются затраты машинного времени на расчеты.

На графике рис. 8, *а* представлена кривая затрат машинного времени на расчет заданного электромагнитного процесса в зависимости от уровня преобразователя при расчетах в среде MatLab. На графике рис. 8, *б* представлена аналогичная зависимость при расчетах на модели, построенной в C++ методами взаимосвязанных подсистем. Расчеты выполнены на одном персональном компьютере при одинаковых исходных данных.

Из рис. 8 видно, что при расчетах в Simulink затраты времени приблизительно пропорциональны квадрату числа уровней ММПЧ. При расчетах на модели, построенной в C++ методами взаимосвязанных подсистем, затраты времени содержат переменную со-

ставляющую, пропорциональную числу уровней инвертора. При этом при расчетах системы с 2-уровневым ММПЧ Simulink проигрывает по затратам машинного времени в 25 раз, при расчетах системы с 14-уровневым ММПЧ – в 290 раз.

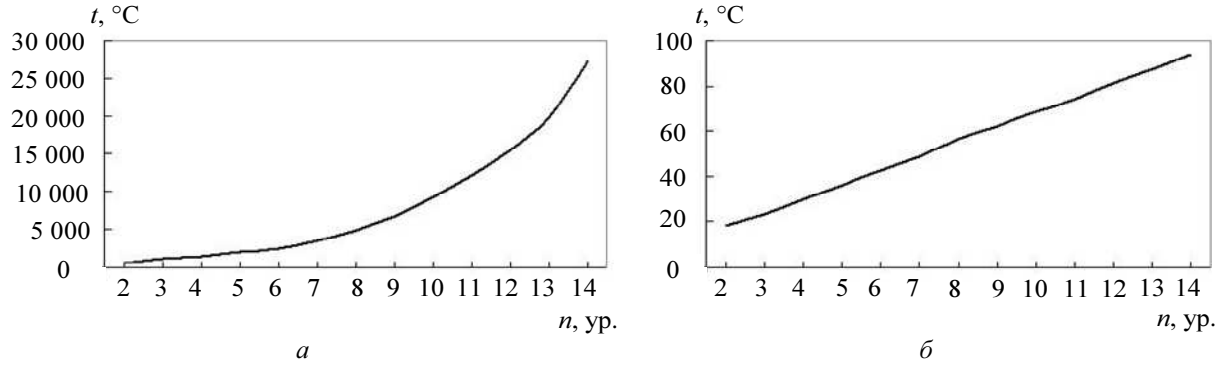


Рис. 8

Указанные различия объясняются тем, что в Simulink для описания процессов используется большее количество уравнений. Кроме того, в Simulink при решении систем уравнений обращаются матрицы и время их обращения пропорционально квадрату размерности матриц. При расчетах систем по взаимосвязанным подсистемам используются итерационные алгоритмы вычислений, при которых время решения зависит от более или менее точного начального приближения. При расчетах рассматриваемых систем начальные значения переменных на каждом шаге расчета по времени весьма точны, так как переменные интегрируются с малыми шагами. При используемых алгоритмах вычислений [7] время решения систем уравнений оказывается пропорциональным количеству уравнений.

Существенное значение имеет трудоемкость разработки моделей. В Simulink создана среда моделирования, которая имеет широкий набор средств визуализации, обладает гибкостью в изменении структур систем, параметров, а также возможностью задания аварийных ситуаций (с незначительными затратами времени на изменение моделей). При моделировании систем по взаимосвязанным подсистемам затраты на выполнение указанных процедур существенны. Однако если создана оболочка для ввода данных, графической визуализации процессов, гармонического анализа процессов, а также созданы библиотеки моделей элементов, то затраты времени на создание моделей в двух указанных средах оказываются соизмеримыми. То есть в этом отношении явные преимущества того или иного подхода к моделированию систем отсутствуют.

Существенным плюсом моделей, построенных методами расчетов систем по взаимосвязанным подсистемам, является возможность более детального описания элементов, например при использовании более сложных схем замещения. В этом отношении показателен учет эффекта вытеснения токов в обмотках статоров и роторов электрических машин, расчет тепловых процессов в системах с учетом вытеснения токов и др. [13].

Особенностью моделирования в Simulink является то, что модели создаются, как правило, для конкретных схем. Системе с заданным количеством уровней инвертора соответствует индивидуальная модель. При ином количестве уровней изменяется схема и требуется создание новой модели. Модели расчета систем по взаимосвязанным подсистемам в этом отношении более универсальны. В частности, для расчета рассматриваемых систем с различным количеством уровней ММПЧ используется одна и та же модель, в которой конфигурация схемы задается в исходных данных.

Вместе с тем, следует отметить, что модели в Simulink более пригодны для расчета аварийных режимов работы систем – в них можно замкнуть любой узел системы с любым другим узлом в любой момент времени. При этом изменения модели минимальны.

Выполненный анализ позволяет сделать следующие *выводы*. Оба рассмотренных подхода к моделированию электромеханотронных систем имеют право на существование. Они дополняют друг друга и их совместное использование расширяет возможности расчетов и исследований. При этом методы моделирования систем по взаимосвязанным подсистемам целесообразно использовать при расчетах переходных и установившихся режимом работы, а Simulink для расчетов аварийных режимов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тиристорные пусковые устройства для асинхронизированных компенсаторов АСК-100 / Б. З. Дробкин, М. В. Пронин, Е. А. Крутяков, А. Г. Воронцов // Электрические станции, 2010. № 7.
2. Пинчук Н. Д., Дробкин Б. З., Пронин М. В. Электроприводы и системы с полупроводниковыми преобразователями филиала ОАО “Силовые машины” “Электросила” / АЭП-2007, Санкт-Петербург. 2007. Сент.
3. Пронин М. В., Воронцов А. Г. Система с многофазным асинхронным генератором и несколькими активными преобразователями // Электротехника, 2007. № 10. С. 41–45.
4. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SP1/7.0 + Simulink 5/6 в математике и моделировании. М.: СОЛОН-Пресс, 2005. 576 с.
5. Герман-Галкин С. Г. Анализ и синтез мехатронной системы с магнитокоммутационной машиной в пакетах Matlab-Simulink // Силовая электроника. 2006. № 1. С. 82–86.
6. Пронин М. В., Воронцов А. Г. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / ОАО “Электросила”. СПб., 2003. 172 с.
7. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями (моделирование, расчет, применение) / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов, П. Н. Калачиков, А. П. Емельянов. / ОАО “Силовые машины” “Электросила”, СПб., 2004. 252 с.
8. Сравнение преобразователей частоты в цепи ротора асинхронной машины в гидроаккумулирующих электростанциях / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов, Г. А. Гоголев, Т. Нахди // Изв. СПБГЭТУ “ЛЭТИ”, 2011. № 3.
9. Моделирование ММПЧ / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов, Т. Нахди, М. Е. Кузин // Изв. СПБГЭТУ “ЛЭТИ”, 2011. № 4.
10. Пронин М. В., Воронцов А. Г., Терещенков В. В. Управление многотактным активным выпрямителем экскаватора ЭКГ-35К // Горное оборудование и электромеханика, 2009. № 10. С. 29–33.
11. Debugging of microprocessor-based control systems of electric drives using mathematical models / B. Z. Drobkin, A. G. Vorontsov, M. V. Pronin, et al // EPE 2003, Toulouse, Fr. C. 1–11.
12. Application of mathematical models for debugging the control systems of drives with synchronous machines / A. Vorontsov, B. Drobkin, M. Pronin, E. Krutyakov // EPE-PEMC 2004, Riga, Lv. C. 1–7.
13. A model of semiconductor converter-fed asynchronous machines taking into account energy losses and thermal processes / M. Pronin, O. Shonin, Y. Koskin, et al. // EPE-PEMC 2008, Poznan, Pol. C. 852–859.

M. E. Kouzin, T. Nahdi, E. V. Kictanova, M. B. Pronin, A. G. Voronsov

FEATURES OF MODELLING OF ELECTRIC SYSTEMS IN SIMULINK AND BY METHODS OF THEIR CALCULATION ON INTERCONNECTED SUBSYSTEMS

A complex of models of a multistage-multilevel converter of frequency (MMCV) in Simulink is developed and its comparison with the models developed by methods of calculation of systems on interconnected subsystems is made. In Simulink to everyone MMCV the set level there corresponds individual model; at calculations of an expense of machine time contain the variable component proportional to a square of number of levels of MMCV. At modelling by methods of the interconnected subsystems for MMCV with various numbers of levels one model is used, expenses of machine time contain the variable component proportional to number of levels (number of the equations). At calculations of system with 2-levels MMCV Simulink loses on time expenses in 25 times, at calculations of system with 14-levels MMCV – in 290 times.

Frequency converter, multistage converter, multilevel converter, modelling, expense of machine time

УДК 621.3.011.72

А. А. Шумаков

СМЕЩЕНИЕ ГРАНИЧНЫХ И НАЧАЛЬНЫХ УСЛОВИЙ ПРИ АНАЛИЗЕ ДИНАМИКИ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С НЕРАВНОМЕРНО РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ НЕСТАЦИОНАРНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Предложен алгоритм, позволяющий смещать граничные и начальные условия при анализе динамики нелинейных нестационарных электрических цепей с неравномерно распределенными параметрами. Математическую основу алгоритма составляет аппарат обобщенных функций, преобразований Лапласа и функционально-степенных рядов. Приведен пример.

Смещение граничных и начальных условий, нелинейные электрические цепи, нестационарные параметры, неравномерно распределенные параметры, функционально-степенные ряды, преобразования Лапласа, обобщенные функции

Постановка задачи. Актуальность задачи совершенствования алгоритмов и расчетных схем анализа динамики детерминированных нелинейных электрических цепей с неравномерно распределенными нестационарными параметрами обуславливается широким использованием цепей выделенного класса в различных электро- и радиотехнических устройствах. Стандартная постановка задачи анализа динамики цепей выделенного класса определяет необходимость исследования области, находящейся в непосредственной «близости» к точке начала расчета, для которой заданы граничные и начальные условия. При этом получение приближенного решения уравнения динамики цепи на сравнительно большом удалении от начала расчета сопряжено с выполнением достаточно большого объема вычислений и характеризуется высоким уровнем накопленной погрешности. Кроме этого, в случае если интересующая область исследования искомого решения уравнения динамики цепи отделена от точки начала расчета кривыми, на которых искомое решение уравнения динамики цепи претерпевает разрывы того или иного рода, то получение приближенного решения в интересующей области может быть вообще принципиально невозможно. Перечисленные ограничения указывают на необходимость разработки алгоритма, который позволял бы осуществить операцию смещения начала «старта» всей процедуры расчета как можно «ближе» к области, заданной для исследования динамики цепи, посредством выполнения лишь аналитических операций, реализация которых не связана с возникновением какой-либо вычислительной погрешности. В такой постановке указанное смещение заданных граничных и начальных условий должно носить эквивалентный характер, позволяя в результате выделять приближенное решение уравнения динамики цепи, соответствующее заданным граничным и начальным условиям. В статье описывается алгоритм решения задачи эквивалентного смещения на произвольное расстояние по осям координат заданных граничных и начальных условий, обуславливающий в итоге получение степенных рядов с известными коэффициентами для новых – смещенных граничных и начальных условий.

Алгоритм смещения граничных и начальных условий. В общем случае динамику детерминированных нелинейных электрических цепей с неравномерно распределенными нестационарными параметрами в ограниченных интервалах независимых переменных времени t пространственной координаты x описывает следующее нелинейное дифференциальное уравнение в частных производных:

$$A(\partial x;\partial t)z(t;x) \;=\; F(t;x)+H(z(t;x);t;x), \tag{1}$$

где $A(\partial x;\partial t)$ – квадратная матрица порядка L с полиномиальными элементами от операторов дифференцирования ∂x и ∂t; $z(t;x)$ – матрица-столбец искомых решений; $F(t;x)$ – матрица-столбец внешних воздействий, каждая из строк которой представляет собой суммы произведений элементарных функций относительно одной или двух независимых переменных t и x; $H(z(t;x);t;x)$ – матрица-столбец, каждая строка которой представляет собой суммы произведений искомых решений и их производных любого порядка в произвольных дробно-рациональных степенях и элементарных функций от одной или двух независимых переменных t и x.

Дополнительно заметим, что матрица $A(\partial x;\partial t)$ уравнения (1) такова, что ее элементы содержат операторы старших частных производных уравнения (1) и не содержат операторов смешанных производных. Кроме этого, нестационарные неравномерно распределенные параметры цепи определяют описание элементов матрицы $H(z(t;x);t;x)$. Для поиска решения уравнения (1) заданы начальные $z_l(t;x)\big|_{t=t_0}$, $\left.\dfrac{\partial z_l(t;x)}{\partial t}\right|_{t=t_0}$, ..., $\left.\dfrac{\partial^n z_l(t;x)}{\partial t^n}\right|_{t=t_0}$ и граничные $z_l(t;x)\big|_{x=x_0}$, $\left.\dfrac{\partial z_l(t;x)}{\partial x}\right|_{x=x_0}$, ..., $\left.\dfrac{\partial^m z_l(t;x)}{\partial x^m}\right|_{x=x_0}$ условия, где n и m – целые числа, определяющие максимальные порядки операторов дифференцирования ∂t и ∂x соответственно в матрице $A(\partial x;\partial t)$.

В работе [1] рассматриваются алгоритмы анализа цепей выделенного уравнением (1) класса. Указанные алгоритмы позволяют организовать поиск решения уравнения (1) в классе обобщенных функций, т. е. получать описание искомого решения $z_l(t;x)$, $l\in[1;L]$ в следующем виде:

$$z_l(t;x)=z_l^-(t;x)+z_l^+(t;x), \tag{2}$$

где $z_l^-(t;x)$ – сингулярная составляющая искомого решения, описываемая как суммы произведений с некоторыми весовыми коэффициентами импульсных функций $\delta(t)$ и $\delta(x)$ или их обобщенных производных определенных порядков, $z_l^+(t;x)$ – регулярная составляющая искомого решения. Для описания регулярной составляющей $z_l^+(t;x)$ искомого решения $z_l(t;x)$ уравнения (1) в работе [1] используется функционально-степенной ряд двух независимых переменных, имеющий следующие две формы представления:

$$z_l^+(t;x)=\sum_{i=0}^{\infty}R_{l.i}(x)\frac{t^i}{i!} \tag{3}$$

и

$$z_l^+(t;x)=\sum_{i=0}^{\infty}R_{l.i}(t)\frac{x^i}{i!}, \tag{4}$$

где $R_{l.i}(t)$ и $R_{l.i}(x)$ – некоторые функции независимых переменных t и x.

Для реализации предлагаемого ниже алгоритма смещения начальных и граничных условий по оси времени t используется форма (4) описания регулярной составляющей решения. При необходимости смещения начальных и граничных условий по оси пространственной координаты x используется форма (3). Итак, предположим, что необходимо осуществить эквивалентное смещение начальных и граничных условий по оси времени t вправо от $t = t_0$ на фиксированную величину, определяющую некоторый дискретный момент времени $t = t_1$. Как видно из описания (4), каждый из нестационарных коэффициентов $R_{l.i}(t)$ представляет собой частную порядка i производную по x от регулярной составляющей $z_l^+(t; x)$ искомого решения $z_l(t; x)$ [3]. Принципиально важно, что описание (4), полученное для начальных значений независимых переменных $t = t_0$ и $x = x_0$, содержит коэффициенты $R_{l.i}(t)$, для которых нестационарные функции, их описывающие, известны. Вследствие этого в известное математическое описание каждого из нестационарных коэффициентов $R_{l.i}(t)$ возможна подстановка любого значения независимой переменной t, в том числе и $t = t_1$. В результате такой подстановки исходное описание (4) преобразуется к следующему виду:

$$z_l\,(t; x)\Big|_{t=t_1} = \sum_{i=0}^{\infty} R_{l.i}(t_1)\frac{x^i}{i!} \tag{5}$$

Степенной ряд (5), сформированный относительно одной независимой переменной x, с известными числовыми значениями $R_{l.i}(t_1)$ коэффициентов, учитывая физический смысл этих коэффициентов, описывает одно из смещенных по t начальных условий, а именно $z_l(t; x)\big|_{t=t_1}$, которое соответствует дискретным значениям независимых переменных $t = t_1, x = x_0$ [3]. Получение необходимых из оставшихся $\left.\dfrac{\partial^k z_l(t; x)}{\partial t^k}\right|_{t=t_1}$, $k \in [1; n]$ начальных условий сводится к соответствующему дифференцированию нестационарных коэффициентов $R_{l.i}(t)$ описания (4) и последующей подстановке в результаты такого дифференцирования дискретного значения независимой переменной $t = t_1$ [3]. Итак,

$$\left.\frac{\partial^k z_l(t; x)}{\partial t^k}\right|_{t=t_1} = \left.\frac{\partial^k \sum\limits_{i=0}^{\infty} R_{l.i}(t)\dfrac{x^i}{i!}}{\partial t^k}\right|_{t=t_1}. \tag{6}$$

Равенства (4), (5) описывают процедуру определения смещенных эквивалентным образом по t начальных условий. Исходя из корректной постановки задачи анализа динамики цепи, для точки с координатами $t = t_1, x = x_0$ необходимо знание не только начальных, но и граничных условий. Смещенные эквивалентным образом по t граничные условия определяют на основе заданных при $t = t_0$ и $x = x_0$ граничных условий $\left.\dfrac{\partial^k z_l(t; x)}{\partial x^k}\right|_{x=x_0}$, $k \in [0; m]$ посредством разложения известных функций, описывающих эти граничные условия, в степенные ряды в окрестности точек с абсциссой $t = t_1$. В результате получим:

$$\left.\frac{\partial^k z_l(t;x)}{\partial x^k}\right|_{x=x_0} = \sum_{i=0}^{\infty} R_{l.i}^{[k]} \frac{t^i}{i!}, \tag{7}$$

где $\left.\frac{\partial^k z_l(t;x)}{\partial x^k}\right|_{x=x_0}$ – смещенные граничные условия для дискретных значений независимых переменных $t = t_1, x = x_0$, а $R_{l.i}^{[k]}$ коэффициенты разложения в ряды Тейлора функций, описывающих заданные граничные условия $\left.\frac{\partial^k z_l(t;x)}{\partial x^k}\right|_{x=x_0}$. Итак, после выполнения описанного выше алгоритма исследователь получает описания новых, смещенных эквивалентным образом по t граничных и начальных условий, соответствующих дискретным значениям независимых переменных $t = t_1, x = x_0$, где t_1 – любое наперед заданное число. Важно отметить, что достигнутое смещение носит действительно эквивалентный характер, поскольку не сопровождается какой-либо вычислительной погрешностью. Последующий расчет динамики цепи при описании граничных и начальных условий степенными рядами может быть осуществлен, например, с помощью алгоритма приведенного в работе [1].

Пример. Смещение граничных и начальных условий при расчете уравнения динамики нелинейной электрической цепи с равномерно распределенными стационарными параметрами.

Динамику цепи в форме (1) описывает следующее уравнение:

$$\left[a_1 \frac{\partial^2}{\partial x^2} + a_2 \frac{\partial}{\partial t}\right] z(t;x) = h_1 z(t;x) \frac{\partial z(t;x)}{\partial x}, \tag{8}$$

где $a_1 = -1,\ a_2 = 1,\ h_1 = 1$.

Граничные и начальные условия заданы: $z(t;x)\big|_{x=x_0=0} = z(t;0) = 0.5 + \frac{2}{0.5t-1}$, $\left.\frac{\partial z_l(t;x)}{\partial x}\right|_{x=x_0=0} = z_x(t;0) = \frac{-2}{(0.5t-1)^2}$, $z(t;x)\big|_{t=t_0=0} = z(0;x) = 0.5 + \frac{2}{x-1}$.

При заданных граничных и начальных условиях уравнение Бюргерса (8) имеет следующее точное решение [2]:

$$z(t;x) = 0.5 + \frac{2}{x + 0.5t - 1}. \tag{9}$$

Как видно из описаний (9), точное решение $z(t;x)$ уравнения динамики цепи (9) содержит линию разрыва второго рода: $x + 0.5t = 1$. Указанная особенность искомого решения уравнения (8) ограничивает возможности применения любого численного метода, контролирующего локальную погрешность расчета. Например, на основе алгоритма, приведенного в работе [1], возможен анализ динамики цепи в пределах области, определяемой следующим соотношением: $x + 0.5t < 1$. Согласно описанию (9), линия разрыва второго рода для искомого решения уравнения (8) пересекает координатные оси в точках

$T(t=2; x=0)$ и $X(t=0; x=1)$. Таким образом, целесообразно применение предложенного алгоритма для эквивалентного смещения заданных граничных и начальных условий «за» линию разрыва второго рода и организации исследования динамики цепи в области независимых переменных *t* и *x*, для которой справедливо соотношение: $x+0.5t>1$.

Для определенности последующих преобразований сместим граничные и начальные условия, например по t в точку $T_1(t=4.01; x=0)$. Описание регулярной составляющей $z^+(t; x)$ искомого решения уравнения (8) в форме (4), с учетом принятых обозначений и результатов выполненных преобразований, регламентируемых процедурой, описанной в работе [1], приобретает следующий вид:

$$z^+(t;x)=\sum_{i=0}^{\infty} R_i(t)\frac{x^i}{i!}, \tag{10}$$

где $R_0(t)=0.5+\dfrac{2}{0.5t-1}$; $R_1(t)=\dfrac{-2}{(0.5t-1)^2}$; $R_2(t)=\dfrac{4}{(0.5t-1)^3}$, ….

Как видно из описания (10) и экспликации к нему, каждый из коэффициентов $R_i(t)$ представляет собой функцию независимой переменной *t*, что обуславливает возможность корректной подстановки вместо независимой переменной *t* любого необходимого ее дискретного значения, в том числе и значения «за» разрывом второго рода. После выполнения такой подстановки, например, при $t=4.01$, в виде степенного ряда относительно независимой переменной *x* получим смещенное начальное условие для точки $T_1(t=4.01; x=0)$ в следующем виде:

$$z(t;x)\big|_{t=t_1}=\sum_{i=0}^{\infty} R_i(t_1)\frac{x^i}{i!}, \tag{11}$$

где $R_0(t_1)=2.49,\ R_1(t_1)=-1.98,\ R_2(t_1)=3.94,\ldots$

Смещенные граничные условия для точки $T_1(t=4.01; x=0)$ вычисляют посредством разложения функций для заданных граничных условий $z(t;0)=0.5+\dfrac{2}{0.5t-1}$ и $z_x(t;0)=$ $=\dfrac{-2}{(0.5t-1)^2}$ в степенные ряды в точках с абсциссой $t=t_1$:

$$\begin{aligned} z(t;0)&=\sum_{i=0}^{\infty} R_i\frac{t^i}{i!},\ R_0=2.49,\ R_1=-0.99,\ R_2=0.99,\ldots\\ z_x(t;0)&=\sum_{i=0}^{\infty} R_i\frac{t^i}{i!},\ R_0=-1.98,\ R_1=1.97,\ R_2=2.94,\ldots \end{aligned} \tag{12}$$

Равенства (11), (12) описывают смещенные граничные и начальные условия для новой «стартовой» точки $T_1(t=4.01; x=0)$ анализа динамики рассматриваемой электрической цепи. Последующий расчет динамики цепи осуществляется в соответствии с алгоритмом, приведенным в работе [1].

Выборочные результаты расчета уравнения (8) с заданным уровнем абсолютной локальной погрешности $\varepsilon(h) = 1 \cdot 10^{-10}$ приведены в таблице.

Параметр	Значение					
$\varepsilon(h)$	$1 \cdot 10^{-10}$					
x	0.000000	0.150000	0.300000	0.450000	0.600000	0.750000
t	4.010000	4.150000	4.310000	4.450000	4.610000	4.750000
h_x	0.010000	–	0.010000	–	0.010000	–
h_t	–	0.010000	–	0.010000	–	0.010000
$z(t;x)$	2.490049	2.132653	1.874570	1.694029	1.549868	1.441176
$I^{[0]}$	12	12	12	11	12	11
$z(t;x;I^{[0]})$	2.490049	2.132653	1.874570	1.694031	1.549909	1.441641
k	0	30	61	90	121	150

В таблице использованы следующие обозначения: x и t – дискретные значения начал вынесенных в таблицу шагов расчета по независимым переменным, соответственно по $x - h_x$ и по $t - h_t$; $z(t; x)$ – точные значения искомого решения, вычисленные на основе описания (9); $I^{[0]}$ – порядок полинома Тейлора, соответствующий заданному уровню предельной абсолютной локальной погрешности расчета $\varepsilon(h)$ и используемый для вычисления приближенного значения $z(t; x; I^{[0]})$ искомого решения; k – порядковый номер шага.

Из результатов, приведенных в таблице, видна корреляция вычисляемых приближенных значений искомого решения и его точных значений, что отражает эквивалентный характер выполненной операций по направленному смещению заданных для анализа динамики цепи граничных и начальных условий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бычков Ю. А., Щербаков С. В. Расчет математических моделей динамических систем аналитически-численным методом. СПб.: Технолит, 2010. 380 с.
2. Полянин А. Д., Зайцев В. Ф. Справочник по нелинейным уравнениям математической физики: точные решения. М.: Физматлит, 2002. 432 с.
3. Воднев В. Г., Наумович А. Ф., Наумович Н. Ф. Математический словарь высшей школы. М.: Изд-во МПИ, 1988. 527 с.

A. A. Shumakov

SHIFT OF BORDER AND INITIAL CONDITIONS WHEN ANALYZING DYNAMIC EQUATION OF NONLINEAR ELECTRIC CIRCUITS WITH NONUNIFORMLY DISTRIBUTED UNSTABLE ARGUMENTS

The algorithm of shifting of border and initial conditions for analyze of dynamic equation of unstable electric circuits with nonuniformly distributed arguments is offered. The mathematical basis of algorithm is made with a generalized function, Laplace transform and formal power series. The example is applied.

Shifting of border and initial conditions, nonlinear electric circuits, unstable nonuniformly distributed arguments, step of calculation, formal power series, Laplace transform and generalized function

УДК 691.33

Р. А. Каюмов, Р. А. Зиннуров,
М. И. Богачев, С. Ю. Шевченко

ОЦЕНКА НЕСУЩЕЙ СПОСОБНОСТИ СКЛАДЧАТОГО ЗАПОЛНИТЕЛЯ ТРЕХСЛОЙНЫХ ПАНЕЛЕЙ АВИАЦИОННЫХ КОНСТРУКЦИЙ[1]

Рассмотрен теоретико-экспериментальный метод оценки несущей способности складчатых заполнителей, учитывающий физическую и геометрическую нелинейность задачи. Для инженерных расчетов в случае большого диапазона изменения гибкостей предложена аппроксимация предельной нагрузки рациональной функцией, в случае малого диапазона использована линейная аппроксимация.

Арамидная бумага, складчатый заполнитель, несущая способность, инженерная модель

Рассматривались трехслойные панели, нагруженные поперечной нагрузкой, равномерно распределенной по поверхности обшивки. Испытываемый образец представлен на рис. 1, где цифрами обозначены: *1* – заполнитель; *2* – обшивки; на рис. 2 – параметры образца шевронного регулярного гофра. Различные типы таких панелей рассматривались, например, в [1]–[6].

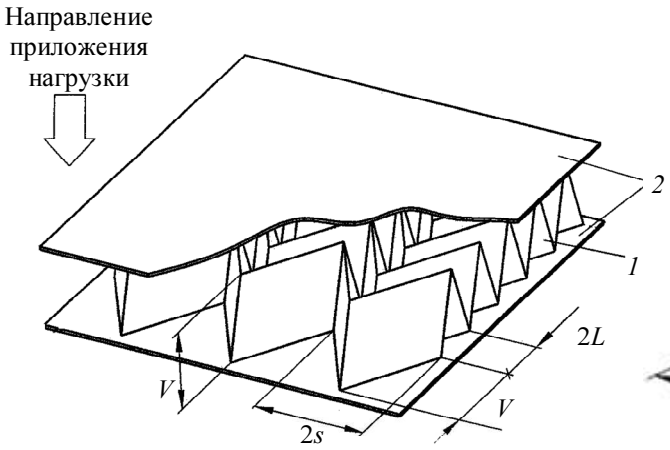


Рис. 1

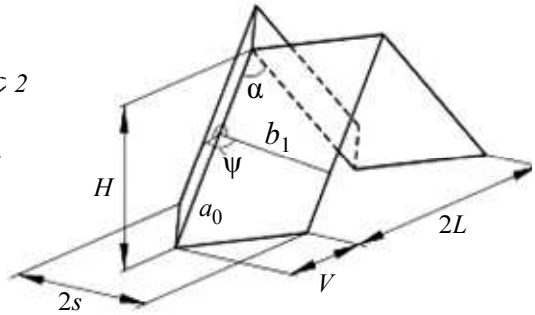


Рис. 2

[1] Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.0966 от 05.05.2011).

Каждый образец представляет собой блок складчатого заполнителя, размещенный между обшивками. Блок заполнителя расположен между обшивками и приклеен к ним по всем верхним и нижним ребрам. Материал заполнителя – арамидная бумага NOMEX® T412, покрытая полимером; ее плотность без покрытия (ρ) $9.77 \cdot 10^{-7}$ кг/мм^3, толщина без покрытия (t) 0.13 и 0.05 мм, материал обшивок – стеклопластик толщиной 1 мм.

Эксперименты проводились на гидравлической машине и на ручной установке в зависимости от несущей способности панелей.

Предварительные постановочные эксперименты показали, что потеря несущей способности заполнителей происходит в области упругих деформаций в результате выпучивания ребер заполнителя. Испытания арамидной бумаги показали также, что она обладает нелинейно-упругими свойствами даже при растяжении. Поэтому при разработке математической модели предполагалось, что ребро представляет собой тонкостенный стержень с достаточно сложным сечением. На рис. 3 изображено простейшее поперечное сечение стержня-ребра (x, y – главные центральные оси сечения, жирной линией изображены сечения стенки). Поскольку требуется большая несущая способность, углы наклона α считались достаточно большими.

Расчеты показали, что напряжения, возникающие от поперечной составляющей сжимающей нагрузки, достаточно малы, т. е. менее 5 % от критических напряжений, поэтому ими можно пренебречь.

При анализе численных и физических экспериментов было установлено, что на устойчивость работает не вся грань $ABCD$ сечения, поэтому в расчет вводится расчетная ширина сечения, которая задается следующей формулой:

$$b_{\text{расч}} = \frac{b_1}{2} \frac{1}{1 + n \dfrac{b_1}{2a_0}},$$

где $b_{\text{расч}}$ – расчетная ширина сечения; b_1 – полуширина грани, которая находится между ребрами; n – эмпирический коэффициент; a_0 – длина ребра. Расчетная схема стержня-ребра представлена на рис. 4.

При выводе разрешающих уравнений для силы, приводящей к выпучиванию ребра под действием силы P, использовалась теория геометрически нелинейного продольного изгиба стержней, изготовленных из нелинейно-упругого материала.

Картина деформирования элементарного модуля в виде тонкостенного стержня приведена на рис. 5.

Для решения задачи об изгибе данного стержня использовалась методика получения решения аналогичной задачи для шарнирно закрепленного стержня из линейно-упругого материала (задачи об эластике Эйлера [7]). Но в отличие от нее рассматривался нелинейно-упругий материал и закрепление в виде защемления.

Выражение для изгибающего момента M_x (рис. 5) стержня имеет вид

$$M_x = M - PV. \tag{1}$$

Обозначив длину дуги через s, из (1) получим:

$$\frac{dM_x}{ds} = -P\frac{dV}{ds}. \tag{2}$$

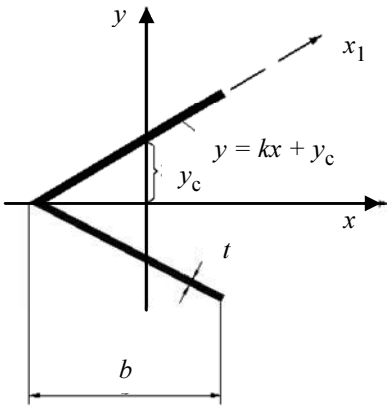


Рис. 3

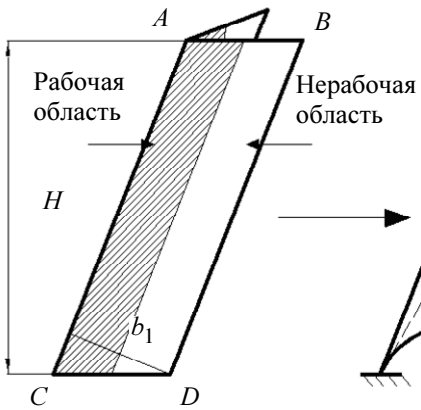


Рис. 4

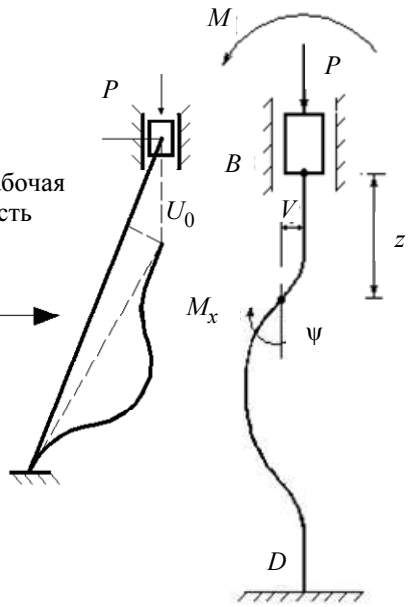


Рис. 5

Изменение кривизны χ выражается через угол наклона сечения ψ:

$$\chi = \frac{d\psi}{ds}. \tag{3}$$

С координатой z и перемещением V – поперек оси z длина дуги s связана соотношениями [7]

$$dV / ds = \sin\psi; \tag{4}$$

$$dz / ds = \cos\psi. \tag{5}$$

Принимая закон плоских сечений, получим выражение для деформации волокна на расстоянии y от нейтральной линии (рис. 3):

$$\varepsilon(y) = -\frac{y}{\rho} = -\chi y.$$

Закон упругости примем в виде

$$\sigma = E(\varepsilon)\cdot\varepsilon. \tag{6}$$

Тогда выражение для M_x записывается следующим образом:

$$M_x = \int_A \sigma\cdot y dA = \int_A E(\varepsilon)\cdot\varepsilon\cdot y dA. \tag{7}$$

Поскольку для сечений вида, изображенного на рис. 3, в физически линейном случае и в предельном физически нелинейном случае, при котором диаграмма имеет «площадку текучести», в пластическом шарнире нейтральная линия проходит через центр тяжести, то в дальнейшем будем считать, что и в промежуточных случаях она проходит через центр тяжести сечения. Кроме того, ввиду сильного изгиба пренебрегаем деформациями укорочения стержня от силы сжатия (ввиду их малости) и их влиянием при использовании закона деформирования.

Подставив в (6), (7) соотношения (2)–(5), получим нелинейное разрешающее уравнение

$$P\sin\psi(s) = \int_A \frac{d}{ds}\left[E\left(-\frac{d\psi(s)}{ds}y\right)\frac{d\psi(s)}{ds}\right]y^2 dA. \tag{8}$$

Аппроксимируем ψ какой-либо функцией, удовлетворяющей граничным условиям

$$\psi(0)=0,\quad \psi(l/2)=0,\quad \psi(l)=0.$$

Например, в простейшем варианте можно положить:

$$\psi = a\left(\cos\frac{2\pi s}{l}\right)^{1+am}. \tag{9}$$

Данная аппроксимация позволяет учесть появление «пластических шарниров» при увеличении амплитуды *a*. В случае малых ψ (т. е. при малых амплитудах *a*), полагая $am \approx 0$, для угла ψ получим соотношение вида

$$\psi = a\sin\frac{2\pi s}{l}. \tag{10}$$

Тогда из (10) и (8) вытекает формула Эйлера для критической силы $P_{\text{кр Э}}$, что служит косвенной проверкой соотношения (8).

Подставив (9) в (8), получим относительно *P* разрешающее уравнение, содержащее параметр *a.* Для получения приближенного решения можно применить метод переопределенных коллокаций. Полагая $s = s_i = \frac{l}{n+1}i$, $i = 1, \ldots n$ (*n* – число точек коллокаций) и подставив s_i в (8), получим *n* функций $P^i = P^i(a)$. Осреднив, найдем зависимость *P* от амплитуды *a*. Задавая далее разные значения *a*, найдем зависимость *a* от *P*, с помощью которой можно построить аппроксимацию $a = a(P)$.

Интегрировать по площади сечения *A* приходится численно. Для облегчения задачи можно учесть, что стержень имеет очень малую толщину t. Уравнение оси стенки, изображенной, например, на рис. 3, будет

$$y = kx + y_{\text{c}} = kx + \frac{kb}{2} = k\left(x + \frac{b}{2}\right).$$

Тогда $dA = t\cdot dx_1 = t\sqrt{dx^2+dy^2} = t\cdot dx\sqrt{1+k^2}$, а в углу сечения можно пренебречь малой треугольной площадью, и интеграл по площади сводится к однократному.

Для отыскания зависимости *P* от перемещения U_0 точки *B* необходимо решить уравнения (4), (5). Подставив (9) в (5), получим обыкновенное дифференциальное уравнение, решение которого имеет вид

$$z = \int_0^l \cos\left(a\sin\frac{2\pi s}{l}\right)^{1+am} ds + C. \tag{11}$$

Константа *C* находится из условия, что $z = 0$ в точке *B*, т. е. при $s = 0$. Это дает $C = 0$. Разница между длиной стержня l и координатой точки *D* будет представлять собой осевое перемещение точки *B*. Тогда

$$U_0\cos\alpha = l - z(l). \tag{12}$$

Подставив (11) в (12), получим:

$$U_0 \cos\alpha = l - \int_0^l \cos\left(a(P) \sin\frac{2\pi s}{l} \right)^{1+am} ds.$$

Задавая разные значения P, получим зависимость $U_0 = U_0(P)$.

Качественная зависимость напряжений от деформаций, а также зависимости нагрузки от перемещения для разных моделей поведения материала и стержня изображены на рис. 6. В частности, вычисления показывают, что в физически линейной задаче зависимость $P(U_0)$ является монотонно возрастающей (кривая *1* на рис. 6, *б*). В физически нелинейном случае, если принять закон нелинейной упругости, например, в виде

$$E = \frac{E_0}{1+E_k}\left(E_k + \frac{\varepsilon_0}{\sqrt{\varepsilon_0^2 + \varepsilon^2}} \right), \tag{13}$$

получим зависимость напряжений от деформаций в виде, изображенном слева на рис. 6, *а*. Тогда зависимость $P(U_0)$ примет вид, представленный кривой *2* на рис. 6, *б*.

Отметим, что зависимости, изображенные кривыми *1* и *2* на рис. 6, имеют место не с самого начала процесса нагружения, поскольку ввиду наличия продольно-поперечного изгиба следует считать, что перемещение $U_0 > 0$. Это означает, что кривую *2* необходимо использовать только на устойчивой части ветки, т. е. после $P_{\min}$.

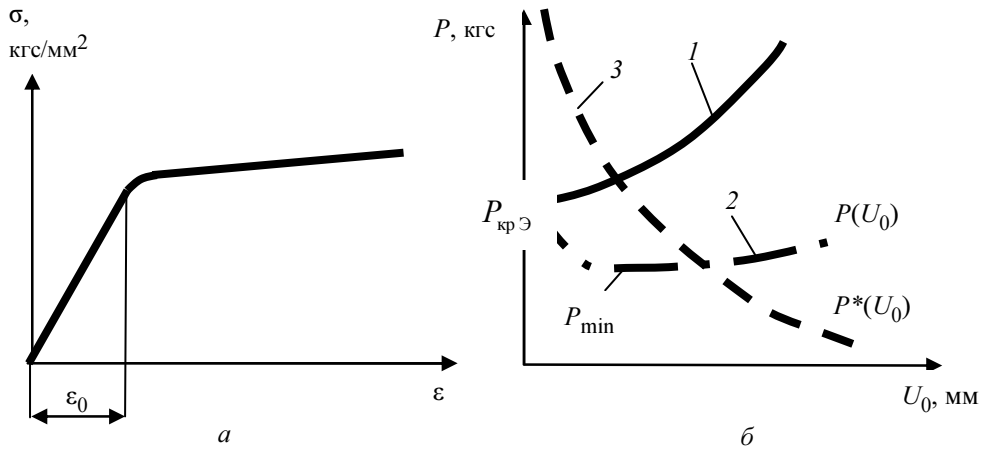


Рис. 6

При увеличении прогиба согласно теории предельного равновесия появляются «пластические» шарниры в заделках и посередине стержня. Согласно [8] зависимость нагрузки от угла наклона оси стержня при обычном двухзвенном изломе ψ^* в предельном состоянии имеет вид

$$P = P^* = \frac{\sigma^* S_x^{A/2}}{a_0 \sin\psi^*}.$$

Здесь σ^* – предел прочности («текучести»); $S_x^{A/2}$ – статический момент половины сечения; a_0 – длина стержня-ребра (см. рис. 2). Качественная картина зависимости перемещения U_0 от нагрузки P^*, вызывающей изгиб стержня с пластическими шарнирами, изображена на рис. 6 под номером *3*.

После точки пересечения кривых *2* и *3* нагрузка начинает быстро падать. Поэтому несущая способность будет определяться силой (P), соответствующей точке бифуркации. Как показали расчеты, эта нагрузка мало отличается от нижней критической нагрузки ввиду сильной пологости кривой $P(U_0)$ после $P_{\min}$. Следовательно, для облегчения расчетов за предельную нагрузку ($P_{\text{пред}}$) может приниматься вторая критическая нагрузка – $P_{\min}$.

Для использования модели необходимо иметь диаграмму сжатия материала. Ввиду тонкостенности материала Nomex® и нелинейности диаграммы получение ее характеристик вызывает большие технические трудности. Поэтому целесообразно определять ее характеристики решением обратной задачи по результатам экспериментов над панелями, изготовленными из рассматриваемого складчатого заполнителя (этот подход называют идентификацией механических характеристик).

Искомые характеристики E_0, E_k, ε_0, n определялись обычными методами решения обратной задачи (8) (см., например, обзор в [9]). По результатам анализа экспериментальных данных было найдено, что $n = 2$; $E_0 = 171.5$ кгс/мм^2; $E_k = 0.0005$; $\varepsilon_0 = 0.0142$.

Данные численных и натурных экспериментов для заполнителей различной геометрии сведены в табл. 1, из которой видно, что полученные результаты удовлетворительно коррелируют с экспериментальными данными.

Таблица 1

Параметр	Типы образцов						
	1	2	3	4	Контрольные образцы		
Число ребер	342	162	494	216	40	40	40
$P_{\text{экс}}$, кгс	180	105.9	207.5	159.5	14.9	21.6	22.4
$P_{\text{расч.физ.нел}}$, кгс	150.2	112.5	246.9	165.5	19.3	20.2	15.8
Невязка, %	16.5	6.2	19.0	3.7	29.5	3.2	29.5

Для инженерных расчетов целесообразно вводить аппроксимацию $P_{\text{пред}}$.

В случае большого диапазона изменения гибкостей использовалась аппроксимация $P_{\text{пред}}$ рациональной функцией

$$P_{\text{пред}} = \frac{\sigma^*}{1+\eta\lambda^{\beta}} Ak\cos(\alpha/2),$$

где σ^*, η, β – механические характеристики материала; $\lambda = \dfrac{\mu a_0\sqrt{A}}{\sqrt{J_{\min}}}$ – модифицированная (приведенная) гибкость стержня; k – количество ребер.

Из условия, что при больших гибкостях λ формула (13) должна переходить в формулу Эйлера, полагалось

$$\beta = 2;\ \eta = \frac{\sigma^*}{\pi^2 E}.$$

Искомые коэффициенты σ^*, E определялись методами идентификации.

В случае изменения гибкостей в малом диапазоне использовалась линейная аппроксимация

$$P_{\text{пред}} = (a_N - b_N\lambda)\,Ak\cos(\alpha/2).$$

На основе анализа экспериментальных данных получено:

$$a_N = 0.958\ \text{кгс/мм}^2;\ b_N = 0.0097\ \text{кгс/мм}^2.$$

Далее рассматривались складчатые заполнители, модифицированные полимерным покрытием. Для них приводилась линейная аппроксимация в виде

$$P_{\text{пред}} = \left(a_N - b_N\lambda\right) Ak\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)\left(1 + c1\left(\sqrt{K_{\text{п}} - 1}\right)^{c2}\right). \qquad (14)$$

Здесь $K_{\text{п}} = 1/(1-m)$ – технологический параметр, определяющий количество покрытия, нанесенного на поверхность материала заготовки (арамидную бумагу), где m – массовая доля покрытия на образце.

Коэффициенты $c1$ и $c2$ были получены из экспериментов на основе решения задач идентификации при $K_{\text{п}} = 1.25; 2; 3.5$. Контрольными являлись образцы с $K_{\text{п}} = 1.5; 2.5$. Необходимость введения соотношения (14) с этими коэффициентами обусловливалась резким возрастанием несущей способности заполнителя даже при малом $K_{\text{п}}$. Это можно видеть на рис. 7, на котором показана зависимость удельного давления (отношения нагрузки к площади и к массе заполнителя) от коэффициента покрытия (рис. 7, *а*) и зависимость толщины заполнителя от $K_{\text{п}}$ (рис. 7, *б*). Объясняется это тем, что поскольку изначально арамидная бумага не является идеально гладкой, то даже небольшое покрытие сглаживает начальные неровности, повышая тем самым ее жесткость и прочность на сжатие. Эмпирически было определено, что $c1 = 2.45$, $c2 = 0.33$.

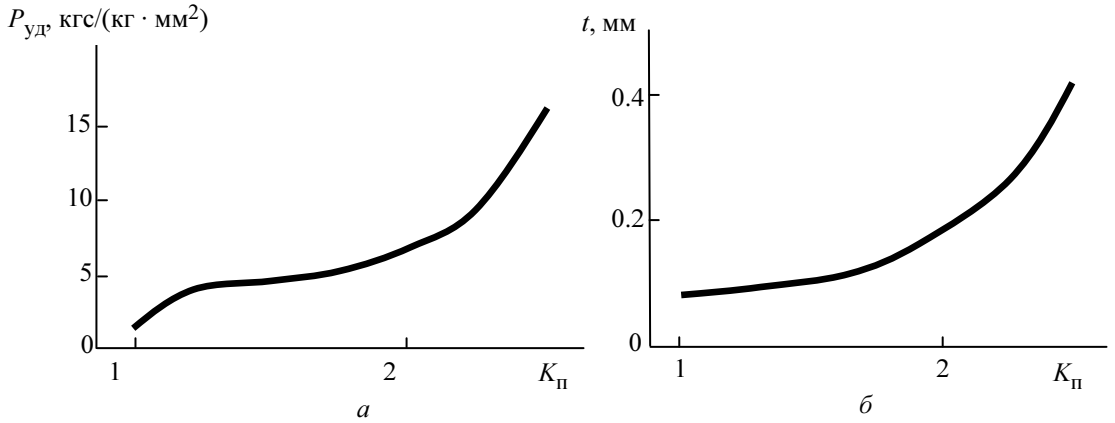


Рис. 7

В табл. 2 приведены результаты сравнения экспериментальных и численных данных, полученных по формуле (14) разработанной модели.

Таблица 2

Предельная нагрузка и невязка	Коэффициент покрытия $K_{\text{п}}$							
	1		2		1		2	
	Ширина зигзага 2s, мм							
	10	20	10	20	10	20	10	20
Толщина основы 0.05 мм								
$P_{\text{экс}}$, кгс	78.4	57.9	207,3	127,5	–	80.5	305.0	193.5
$P_{\text{расч}}$, кгс	87.5	57.1	178.8	141.9	–	76.6	270.8	197.5
Невязка, %	10.4	–1.4	–13.7	10.1	–	–4.9	–11.2	2.0
Толщина основы 0.13 мм								
$P_{\text{экс}}$, кгс	180	105.9	199,6	159,5	207.5	159.5	452.8	283.3
$P_{\text{расч}}$, кгс	157.8	108.9	154.9	153.6	224.2	150.9	378.2	328.9
Невязка, %	–12.4	2.8	–22.4	–3.7	7.4	–5.4	–16.5	13.8

Таким образом, анализ данных табл. 2 показывает неплохую корреляцию экспериментальных данных с результатами, полученными по разработанной модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методика расчета панелей с шевронным заполнителем / Р. А. Каюмов, И. М. Закиров, К. П. Алексеев и др. // Математические методы и модели в науке, технике, естествознании и экономике: синтез, анализ, диагностика: Тр. междунар. «Конференции по логике, информатике, науковедению – КЛИН–2007». Ульяновск, 2007. С. 118–120.

2. Определение несущей способности панелей с шевронным заполнителем / Р. А. Каюмов, И. М. Закиров, К. П. Алексеев и др. // Изв. вузов. Авиационная техника. 2007. № 4. С. 8–10.

3. Закиров И. М., Алексеев К. А. Исследование параметров формообразования складчатого заполнителя одинарной кривизны // Изв. вузов. Авиационная техника. 2004. № 4. С. 63–67.

4. Закиров И. М., Алексеев К. А. Формообразование складчатого заполнителя одинарной кривизны // Авиакосмические технологии и оборудование: Материалы Всерос. науч.-практич. конф. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2004. С. 5–9.

5. Халиулин В. И. Технологические схемы изготовления многослойных конструкций. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 1999.

6. Звукопоглощающие конструкции и элементы фильтров складчатой структуры / В. И. Халиулин, В. В. Батраков, В. А. Чистяков и др. // Авиакосмические технологии и оборудование: Материалы Всерос. науч.-практич. конф. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2004. С. 115–117.

7. Работнов Ю. Н. Механика деформируемого твердого тела. М.: Наука, 1988.

8. Изготовление трехслойных панелей со складчатым заполнителем из полимерной бумаги / И. М. Закиров, К. А. Алексеев, Н. И. Акишев и др. Казань: ФЭН, 2009.

9. Каюмов Р. А., Нежданов Р. О., Тазюков Б. Ф. Определение характеристик волокнистых композитных материалов методами идентификации. Казань: Изд-во КГУ, 2005.

R. A. Kayumov, R. A. Zinnurov, M. I. Bogachev, S. Yu. Shevchenko

ESTIMATION OF BEARING ABILITY OF THE FOLDED FILLER OF THREE-LAYER PANELS FOR AVIATION DESIGN AT CROSS-SECTION LOADING

A theoretical-experimental method to estimate the bearing ability of the folded fillers, considering physical and geometrical problem nonlinearity is developed. For engineering calculations in case of broad slenderness variations approximation of a maximum load by a rational function is offered, in case of a limited variations range linear approximation is used.

Aramide paper, the folded filler, bearing ability, engineering model

УДК 674.028.9, 620.179.161

А. Н. Чубинский, А. А. Федяев,
К. С. Паврос, А. В. Теплякова

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ПРОЧНОСТИ СКЛЕИВАНИЯ СТРОГАННЫХ ПИЛОМАТЕРИАЛОВ МЕТОДОМ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ДИАГНОСТИКИ

Определено влияние плотности древесины на скорость прохождения ультразвука. В качестве неразрушающего метода ультразвуковой диагностики обоснован временно теневой. Установлен характер связи между скоростью прохождения ультразвука через пиломатериалы разной плотности и прочностью клеевых соединений. Получены математико-статистические модели, позволяющие прогнозировать прочность клеевых соединений на стадии сортировки пиломатериалов перед склеиванием.

Склеивание цельной древесины, прочность клееных балок, плотность древесины, ультразвук

Клееные деревянные конструкции находят все большее применение в строительстве в качестве несущих элементов.

Ранее выполненные авторами исследования показали, что на прочность клеевых соединений существенное влияние оказывает плотность древесины и равномерность ее распределения по объему склеиваемых древесных сортиментов. На рис. 1 показано влияние

плотности древесины на прочность клеевых соединений: *1* – нормативное значение прочности клеевых соединений древесины при скалывании вдоль волокон не менее 6 МПа в соответствии с ГОСТ 20850; *2* – прочность клеевых соединений с использованием поливинилацетатного клея «Клебит 303.0»; *3* – прочность клеевых соединений с использованием эмульсионного полимеризоцианатного клея «PREFERE 6151»; $\tau_{ск2}$ – прочность при испытании клея «Клебит 303.0»; $\tau_{ск3}$ – прочность при испытании клея «PREFERE 6151». Установлено, что в Северо-Западном регионе РФ плотность древесины сосны эксплуатационной влажности находится в диапазоне от 350 до 650 кг/м^3. Известно [1], что плотность древесины зависит от соотношения размеров ранней и поздней зон, годичного слоя, размеров клеток, их количества на единицу объема древесины. Вот почему плотность даже в одной ламели может быть различной как по ее длине, так и по сечению.

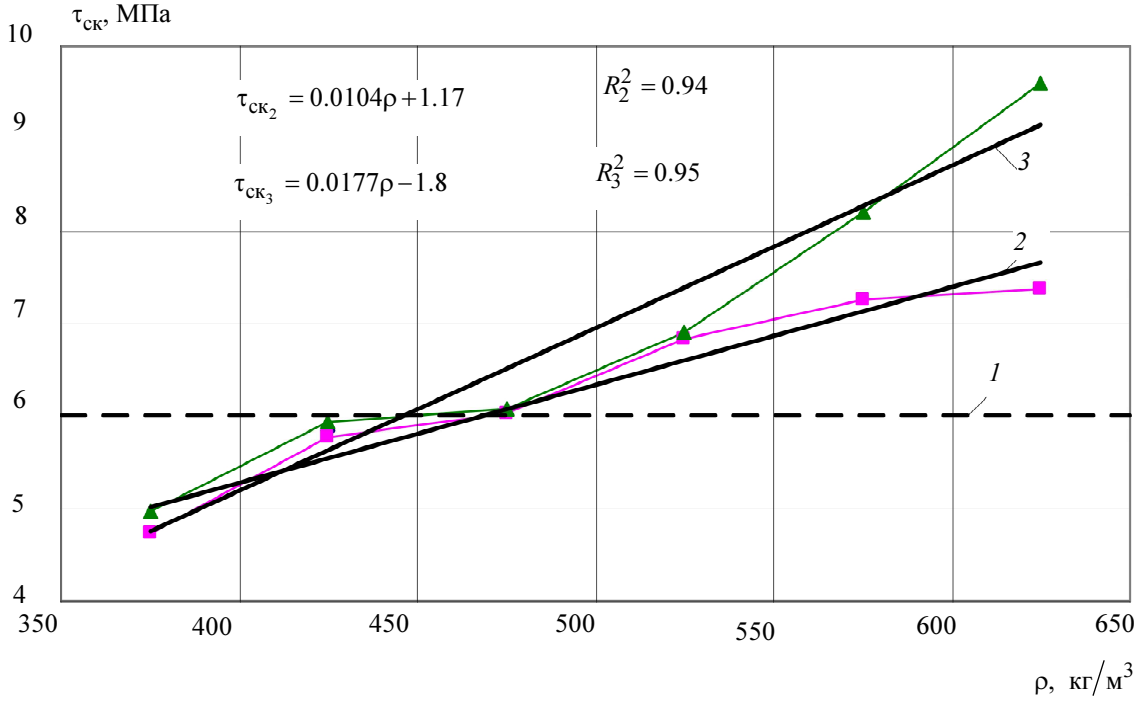


Рис. 1

Определение плотности древесины на стадии сортировки сухих пиломатериалов, или ламелей, перед склеиванием позволит получать клееные материалы требуемой прочности. Для реализации технологии селективного подхода к склеиванию клееных брусков и брусьев необходим метод, позволяющий в режиме реального времени регистрировать плотность древесины по объему всей ламели с учетом ее свойств.

Использование традиционного метода определения плотности по массе ламели позволяет определить ее среднее значение, которое, как было указано, варьирует в большом диапазоне, и в ряде участков по длине сортимента может оказаться ниже критического значения, что приведет к изготовлению дефектной продукции.

В работах [2]–[4] отмечено перспективное направление развития неразрушающего метода контроля – ультразвуковой диагностики, представлена классификация способов и средств, из которых наибольший интерес для деревообрабатывающей промышленности представляют методы отражения и прохождения ультразвука: эхометод и временно теневой.

Целью работы, результаты которой представлены данной статьей, является обоснование метода ультразвуковой диагностики пиломатериалов для производства клееных деревянных конструкций.

Методика исследований. Из большого числа известных методов ультразвуковой диагностики выбран временно теневой, основанный на времени прохода сквозного сигнала через объект.

На рис. 2 представлена принципиальная схема определения плотности древесины с использованием временно теневого метода ультразвукового контроля: *1* – генератор; *2* – излучатель; *3* – древесина; *4* – приемник; *5* – усилитель; *6* – измеритель времени прихода импульса.

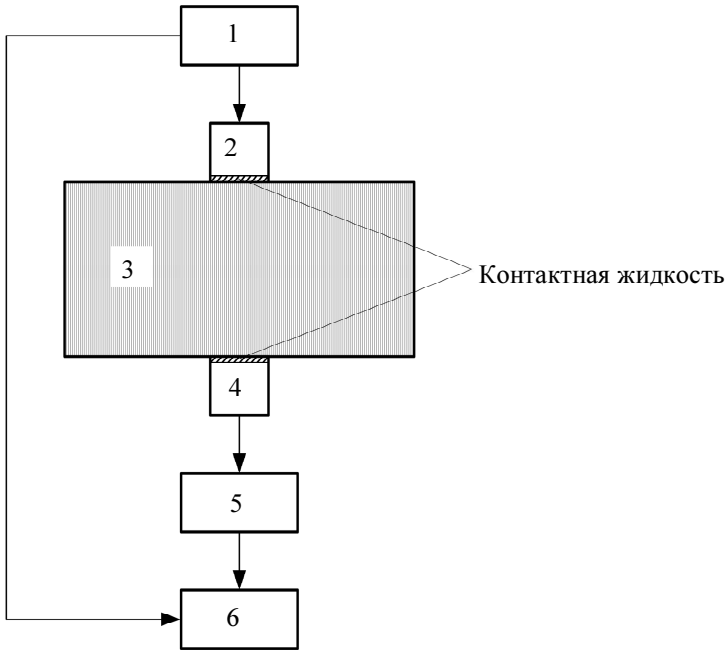


Рис. 2

Для определения плотности древесины использовали ультразвуковой дефектоскоп «А 1214 ЭКСПЕРТ» с двумя преобразователями ПЭП 111-2.5-К6 (преобразователи прямые, контактные, совмещенные, с рабочей частотой 2.5 МГц, диаметр пьезопластины 6 мм).

При выборе частоты ультразвука руководствовались ранее проведенными исследованиями [3], в которых при определении сучков, гнилей и других дефектов в древесине, использовали ультразвук частотой 0.05…0.5 МГц. В работе [4] приведены рекомендации для выбора частоты в зависимости от толщины и вида контактного слоя контролируемого объекта, в соответствии с которыми для прозвучивания предлагается использовать частоты в диапазоне 0.5…5.0 МГц, кроме того выбор частоты был принят как максимально возможный, который «может пройти» через древесину, руководствуясь следующими закономерностями распространения ультразвука:

– с увеличением его частоты длина волны уменьшается, что позволяет с большей степенью вероятности определить момент прихода первого импульса на приемник и снизить вероятность ошибки, связанной с «потерей полуволны»;

– с уменьшением частоты снижается затухание сигнала, что позволяет проводить измерения в материалах с большим затуханием.

При проведении предварительных экспериментов было установлено, что высокая точность результата может быть получена при частоте 2.5 МГц при исследовании древесины толщиной 26 мм.

В процессе исследований определяли:

– время задержки ультразвука $(t_з)$ в преобразователе и контактных слоях на эталонном образце. Это время, характеризующее датчик, не зависит от свойств древесины или иного объекта контроля;

– время прохождения через древесину первого прошедшего сигнала, представляющего собой общее время движения сигнала за вычетом времени задержки;

– скорость распространения ультразвука в древесине:

$$v = \frac{h}{t - t_з},$$

где h – толщина древесины, м; t – время прохождения ультразвукового импульса от пьезоэлемента излучающего преобразователя до приемника, с; $t_з$ – время прохождения импульса через акустические задержки: призмы или протекторы, слой контактной жидкости, с.

Исследованию подлежали ламели из древесины сосны толщиной 26.5 мм, влажностью 12±2 %, шероховатостью поверхности 24±8 мкм. Условия окружающей среды: относительная влажность воздуха – 65±5 %; температура – 20±2 °С.

Результаты исследований и их анализ. На рис. 3 представлены изображения экрана дефектоскопа (*А*-сканы), показывающие сигналы, прошедшие через древесину различной плотности [кг/м^3]: *а* – для диапазона плотности 550…600; *б* – для плотности 600…650. В *А*-сканах горизонтальная линия соответствует времени пробега импульса (*t*), которое пропорционально его пути. Высота пиков (импульсов) по оси ординат пропорциональна амплитуде (акустическому давлению) сигнала *А* [4].

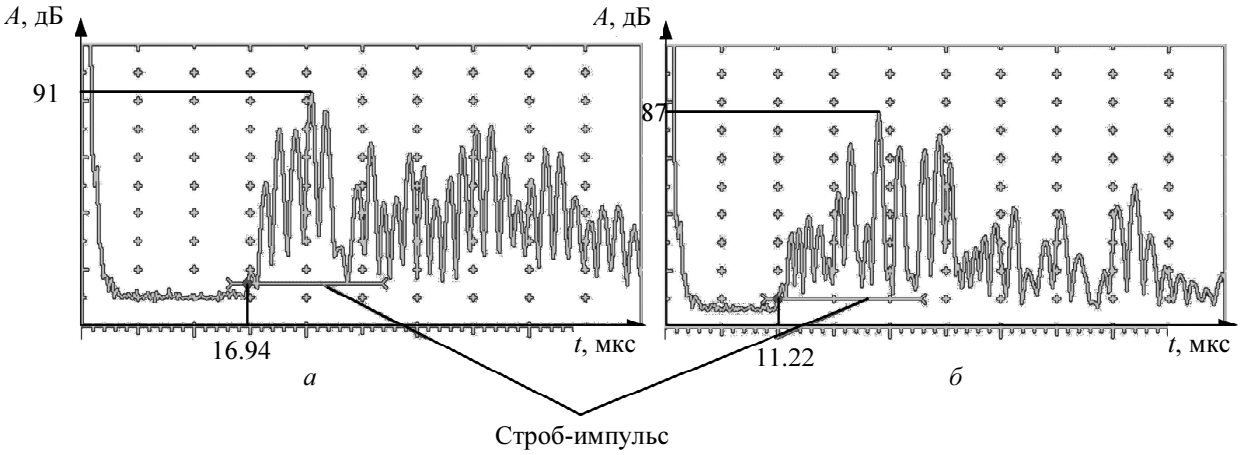


Рис. 3

Измерение времени прихода проводилось по переднему фронту пришедшего на приемный преобразователь сигнала. Уровень строб-импульса (область *А*-скана, в которой происходит обработка дефектоскопом принятого сигнала) устанавливался на 2 дБ выше уровня шумов. Первый пришедший импульс проходит кратчайшее расстояние от преобразователя до приемника, что соответствует прямому прохождению звука от излучателя до приемника.

Учитывая анизотропию древесины, ее структуру и направление волокон, звуковой пучок отклоняется, и на преобразователь приходят также другие импульсы с задержкой, обусловленной смещением и прохождением большего расстояния (рис. 4). В зависимости от внутренней структуры древесины это отклонение может быть различным и в ряде случаев прямой и отклоненный импульсы накладываются друг на друга, что делает невозможным их разрешение.

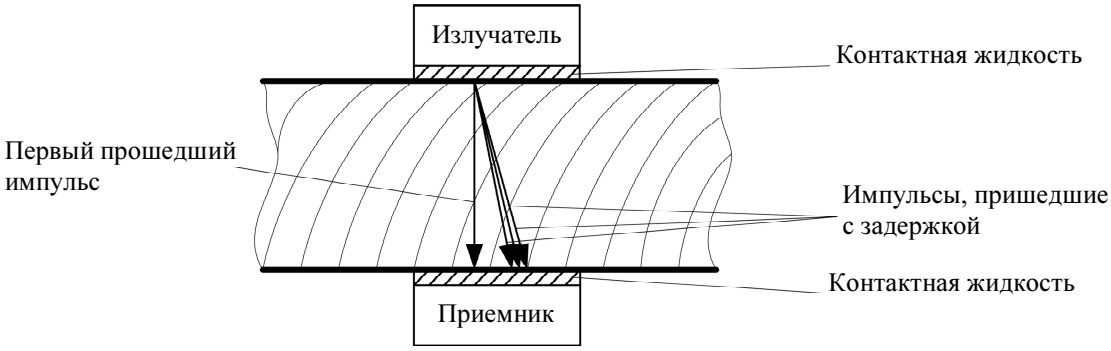


Рис. 4

В таблице и на рис. 5 представлены результаты эксперимента определения скорости прохождения ультразвука в древесине сосны в зависимости от ее плотности.

Диапазон плотности, кг/м^3	Скорость прохождения ультразвука, м/с	Поле рассеяния, м/с	Коэффициент вариации, %	Задержка времени прохождения импульса, мкс
350…400	804.8	$766.98 \le v \le 842.6$	13.15	0.72
400…450	981.9	$845.6 \le v \le 1103.6$	13.23	
450…500	1210.4	$1158.1 \le v \le 1267.4$	7.86	
500…550	1392.4	$1330.4 \le v \le 1602.2$	15.55	
550…600	1485.5	$1350.5 \le v \le 1754.5$	8.53	
600…650	2119.0	$2051.1 \le v \le 2259.4$	5.7	

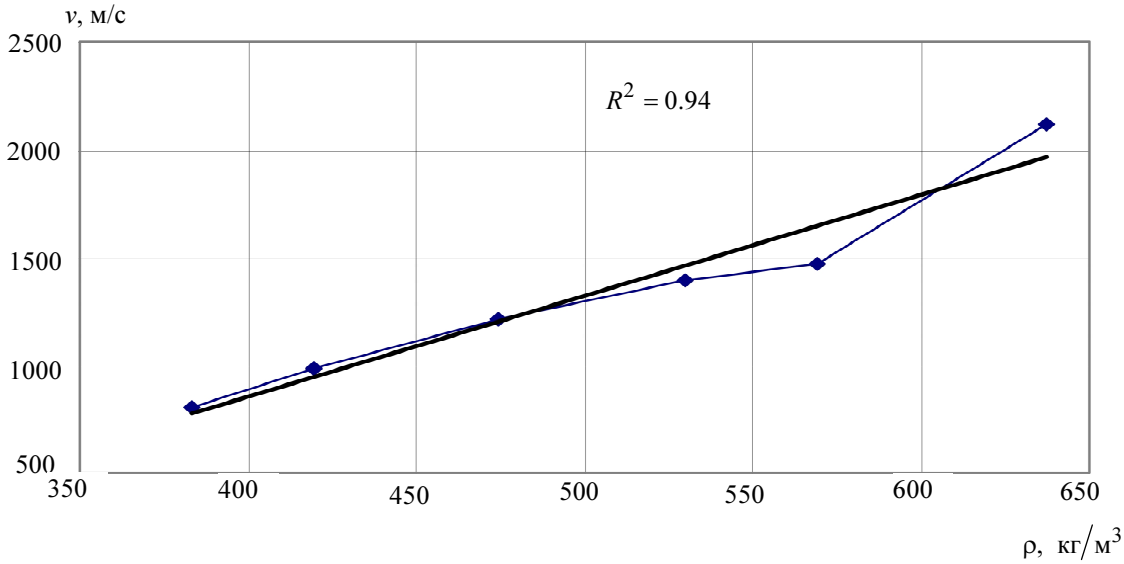


Рис. 5

Влияние плотности древесины на скорость прохождения ультразвука может быть описано следующим уравнением:

$$v = 4.6854 \cdot \rho - 1024.6,$$

где v – скорость прохождения ультразвука, м/с; ρ – плотность древесины ($350 \le \rho \le 650$ кг/м^3).

Из рис. 4 видно, что зависимость скорости прохождения ультразвука от плотности древесины носит близкий к линейному характер, с увеличением плотности древесины скорость ультразвука возрастает.

Влияние плотности древесины на прочность клеевых соединений (см. рис. 1) имеет аналогичный характер. С увеличением плотности повышается когезионная прочность древесины, возрастает количество образующихся связей между клеем и древесным веществом на единицу площади, что повышает адгезионную прочность соединения. Наличие связи между плотностью древесины и прочностью клеевых соединений, с одной стороны, и плотностью древесины и скоростью распространения в ней ультразвука – с другой, позволяет установить соответствие между скоростью прохождения ультразвука через ламель определенной толщины и возможной прочностью клеевого соединения, полученного при склеивании ламелей соответствующей плотности. На рис. 6 показан характер связи между скоростью прохождения ультразвука в древесине и прочностью клеевых соединений: *1* – нормативное значение прочности клеевых соединений древесины при скалывании вдоль волокон не менее 6 МПа в соответствии с ГОСТ 20850; *2* – прочность клеевых соединений с использованием поливинилацетатного клея «Клебит 303.0»; *3* – прочность клеевых соединений с использованием эмульсионного полимеризоцианатного клея «PREFERE 6151».

Связь между скоростью прохождения ультразвука и прочностью клеевых соединений может быть описана уравнениями [МПа]:

$$\tau_{\text{ск ЭПИ}} = 0.0037 \cdot v + 2.181;$$

$$\tau_{\text{ск ПВА}} = -0.000002 \cdot v^2 + 0.0088 \cdot v - 0.7418.$$

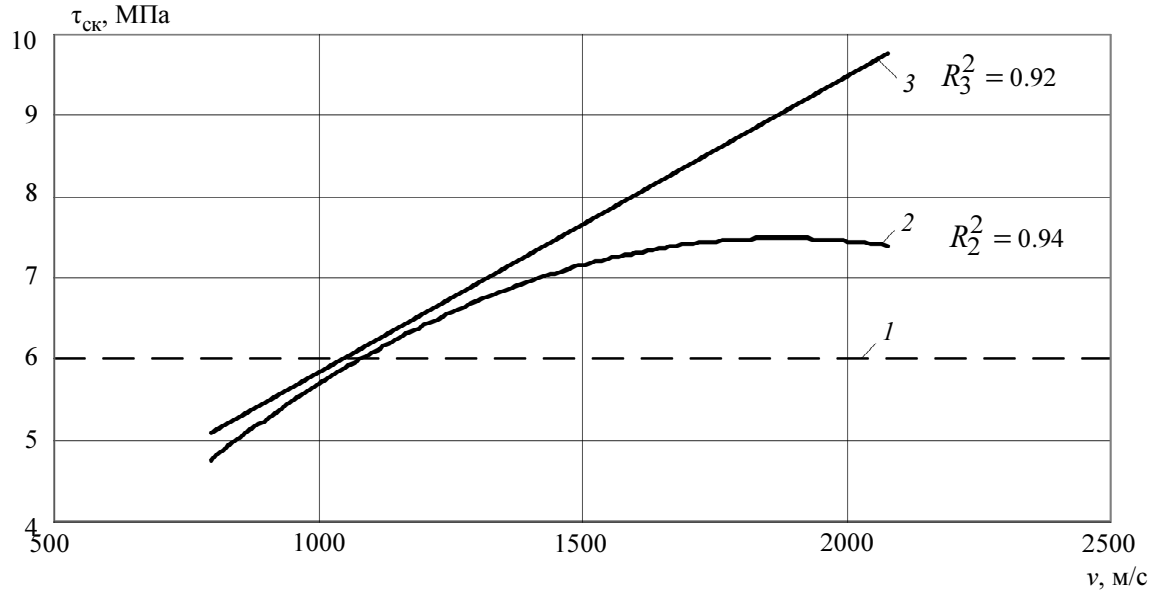


Рис. 6

На основании изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Для определения плотности древесины может быть использован временно теневой метод акустического контроля, в результате которого определяется скорость прохождения ультразвука в древесине, зависящая от структуры пиломатериала.

2. Определение плотности древесины ультразвуком позволяет прогнозировать прочность клеевых соединений древесины, а также проводить селективный отбор ламелей в зависимости от их дальнейшего функционального назначения и формировать КДК с равномерно распределенной по объему плотностью древесины.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полубояринов О. И. Плотность древесины. М.: Лесная промышленность, 1976.
2. Кармадонов А. Н. Дефектоскопия древесины. М.: Лесная промышленность, 1987.
3. Лакатош Б. К. Дефектоскопия древесины. М.: Лесная промышленность, 1966.
4. Неразрушающий контроль: справочник. В 7 т. Т. 3: Ультразвуковой контроль / И. Е. Ермолов, Ю. В. Ланге; под общ. ред. В. В. Клюева. М.: Машиностроение, 2004.

A. N. Chubinsky, A. A. Fedyaev, K. C. Pavros, A. B. Teplyakova

FORECASTING OF THE DURABILITY OF SAW-TIMBER FOR GLUED LAMINATED BEAM BY ULTRASONIC DIAGNOSTICS

In article were determined the influence of wood density on speed of ultrasound. As a nondestructive method was used the ultrasonic diagnostics. Character of depending between speed of ultrasound and density of wood and durability of glue bonds. The mathematical models are received, allowing to forecast the durability of glue bonds at a stage of sorting of saw-timbers before gluing.

Wood density, wood glueing, strength of beam, ultrasound

УДК 574 (07)

А. Г. Казанцева, И. С. Захаров

РАЗРАБОТКА АППАРАТУРНОГО МЕТОДА КОНТРОЛЯ ТОКСИЧНОСТИ ВОДНЫХ СРЕД ПО ТЕСТ-РЕАКЦИИ ДИНАМИКИ ГАЛЬВАНОТАКСИСА ИНФУЗОРИЙ

Предложены метод и средство контроля токсичности водных сред с помощью многократно повторяемой реакции гальванотаксиса инфузорий P.caudatum.

Гальванотаксис, биотестирование, инфузория, метод, прибор

В настоящее время, когда широкое распространение получают методы аппаратурного экомониторинга, биологический контроль качества среды развивается в направлении микробиотестирования. Основными проблемами разработки микробиотестов за рубежом и в РФ являются следующие [1], [2]: уменьшение количества тест-организмов, их размеров и объемов проб; уменьшение времени тест-реакции; возможность контроля токсичности на уровне сублетальных доз. За рубежом в основном создаются аппаратурные микробиотесты с использованием тест-реакции роста-размножения или люминесценции бактерий и «Токсикиты», которые реализуют в основном ручные или микроскопные методы контроля токсичности на базе тест-организмов разных филогенетических уровней. За рубежом в подобных микроскопных тестах, с распространением новых и инновациями старых биотестовых технологий, особенно микробиотестов, в качестве тест-организмов широко стали применяться инфузории [3]. Инфузории – важное звено рециклирования и реминерализации органического материала в водных экосистемах; их относительно просто получать в лабораторных условиях; они характеризуются относительно быстрым темпом роста-размножения по сравнению с многоклеточными животными. Аппаратурные микробиотесты на инфузориях за рубежом отсутствуют, а в России широкое распространение получили приборы семейства «Биотестер-2», основанные на контроле тест-реакции хемотаксиса P.caudatum.

Перспективной тест-реакцией для разработки аппаратурного микробиотеста является гальванотаксис инфузорий. Гальванотаксическая реакция – это направленное движение микроорганизмов под действием электрического поля, которое может быть нарушено присутствием в пробе токсичных веществ. В работе [4] было показано, что взвесь инфузорий, перемещаемую полем, можно контролировать турбидиметрическим измерительным

преобразователем, а токсичность уменьшает амплитуду импульса, обусловленного движением слоя инфузорий через зону контроля фотометрического прибора. При этом измеряется амплитуда однократного импульса при прохождении слоя в центре кюветы. Для статистической достоверности полезно иметь выборку значений, что возможно, если использовать тест-реакцию динамики гальванотаксиса инфузорий.

В настоящей работе приводятся результаты исследования и разработки аппаратурного метода, основанного на новой тест-реакции динамики гальванотаксиса инфузорий.

На основе экспериментальных исследований с помощью биотехнической системы, описанной в [5], было обосновано, что расположение зоны контроля тест-реакции вблизи электрода увеличивает амплитуду сигнала, а его форма позволяет идентифицировать смещение зоны контроля [6]. В работе [7] была обоснована возможность использования в качестве устройства контроля реакции аппаратно-программного комплекса спектрофотометра СФ-56 в режиме «Кинетика оптической плотности» при длине волны 560 нм и ширине оптической щели 0.6 нм.

Управление гальванотаксисом импульсов осуществлялось с помощью выносного генератора, формирующего биполярные прямоугольные импульсы (меандр) с амплитудой 2 В и периодом 15 с.

Для измерения кинетики оптической плотности взвеси использовался блок кюветного модуля, позволяющий измерять проходящий поток излучения через приэлектродную зону кюветы со взвесью инфузорий и сравнивать его с потоком, проходящим через чистую (культуральную) среду.

Регистрируемый сигнал кинетики оптической плотности представляет периодический импульсный процесс с изменяющимися амплитудами, смещенный относительно нулевого значения, который может быть описан в виде:

$$D(t) = D_0 + \sum_{i=1}^{N} D_i s(t - iT),$$

где D_0 – постоянная величина, зависящая от начальных условий измерения (разность размеров диафрагм опытного и контрольного образцов); $s(t - iT)$ – функция, описывающая гальванотаксический сигнал как импульсный процесс с периодом T; D_i – амплитуда i-го импульса.

В результате проведения экспериментов было выявлено, что основной погрешностью при съеме сигналов, ввиду малой оптической плотности взвеси инфузорий, является изменение проходящего потока. Для того чтобы ее устранить, при обработке сигналов массив значений разбивался на участки, соответствующие переключению полярности. На каждом участке вычислялось минимальное значение и сигнал преобразовывался по формуле

$$D(t) = D_k(t_i) - D_{k\,\min},$$

где k – номер участка; $D_k(t_i)$ – значение сигнала; $D_{k\,\min}$ – минимальное значение сигнала на участке.

На рис. 1 представлен сигнал, характерный для динамики гальванотаксиса в среде культивирования.

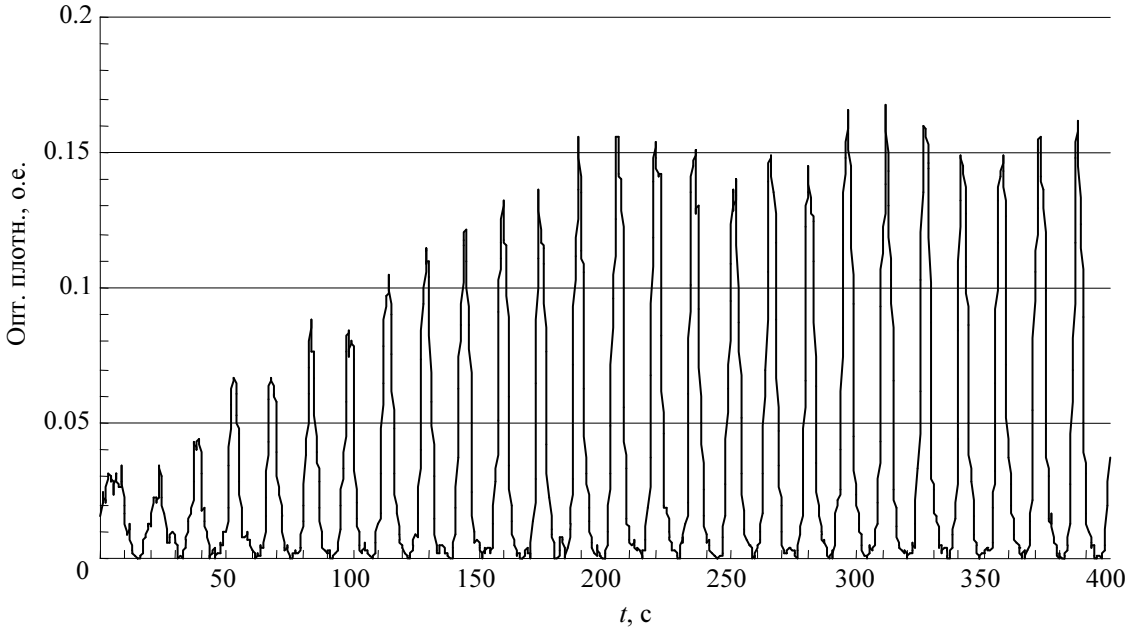


Рис. 1

Для сигнала характерны два участка: на первом наблюдается рост амплитуд импульсов, а на втором их стабилизация вблизи определенного значения. Такой характер реакции подробно изучался в [8] и было выявлено, что рост амплитуд импульсов объясняется адаптационными свойствами взвеси клеток. Как показало математическое моделирование сигнала [9], основным информативным биотестовым параметром является амплитуда. Именно этот показатель оценивает количество жизнеспособных клеток в пробе.

Были исследованы участки сигналов, полученные в контрольной среде. По значениям амплитуд была построена и исследована огибающая сигнала по максимальным значениям участков. Первоначально огибающая (после сглаживания по методу скользящего среднего) исследовалась целиком, но никаких результатов это не дало, поэтому в математической среде Matlab она разбивалась на два равных участка: для первых 14 импульсов проводился регрессионный анализ, а для следующих 13 строилась гистограмма и рассчитывались статистические характеристики.

Регрессионный анализ показал, что уравнением линейной функции можно описать первый участок (R^2 = 0.93…0.98). Так же выяснилось, что при воздействии токсичности с предварительной выдержкой в пробе в течение 10 мин. первый коэффициент уравнения меняет знак, но однозначно определить воздействие токсичности по величине коэффициентов наклона сложно.

Анализ статистических характеристик и гистограммы второго участка показал, что распределения близки к нормальному. Была также проведена проверка на нормальность по ГОСТ 8.207–76 при помощи составного критерия. Для применения этого ГОСТа были взяты проследние 16 значений сигнала. Вычислялось отношение d по формуле

$$d = \sum_{i=12}^{27} \left| x_i - x_{\text{ср}} \right| \Big/ 16S^*,$$

где x_i – i – значение амплитуды; $x_{\text{ср}}$ – среднее арифметическое значений амплитуд с 12-го по 27-й импульс; S^* – смещенная оценка среднего квадратического отклонения, вычисляемая по формуле

$$S^* = \sqrt{\sum_{i=12}^{27} (x_i - x_{\text{ср}})^2 \Big/ 16}.$$

Результаты можно считать распределенными нормально, если значение $d > 0.6829$ и $d \leq 0.9137$ квантелей распределения для 16 значений при доверительной вероятности $P = 0.99$. Для опытов в чистой среде $d_{\text{ср}}$ составляет 0.8135 ± 0.0167, а при исследовании токсичности – 0.7937 ± 0.0241. В опытах с токсичностью нельзя однозначно отнести распределение значений амплитуд последних импульсов к нормальному, поскольку в ряде случаев может наблюдаться падение импульсов на протяжении всего сигнала, но в опытах с культуральной средой, как правило, сохраняется нормальное распределение и сигнал можно считать стационарным.

Для выявления этого была проведена серия экспериментов по исследованию зависимости характера сигнала от концентрации клеток в пробе. Были приготовлены 6 серий опытов по 3 повторности в каждой серии с концентрациями клеток в диапазоне 300…3000 кл/мл. В стандартную фотометрическую вертикальную кювету помещалась взвесь в указанных концентрациях. Кювета с электродами устанавливалась в кюветный модуль, расположенный в спектрофотометре, где электроды подключались к источнику электрических стимулов. Во время эксперимента полярность менялась 27 раз за 400 с. Результаты усреднялись по 3 повторностям, а затем вычислялось среднее по значениям амплитуд последних 13 импульсов. По этим значениям строилась зависимость. Калибровочная зависимость представлена на рис. 2.

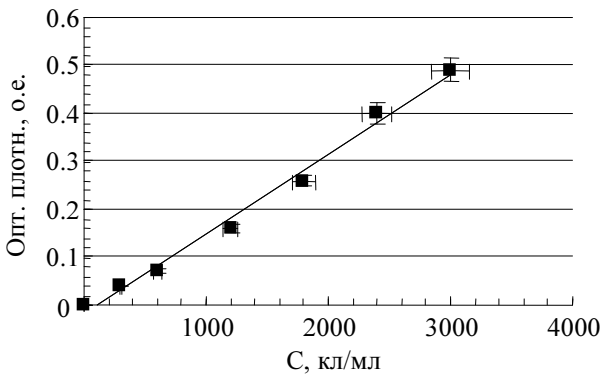


Рис. 2

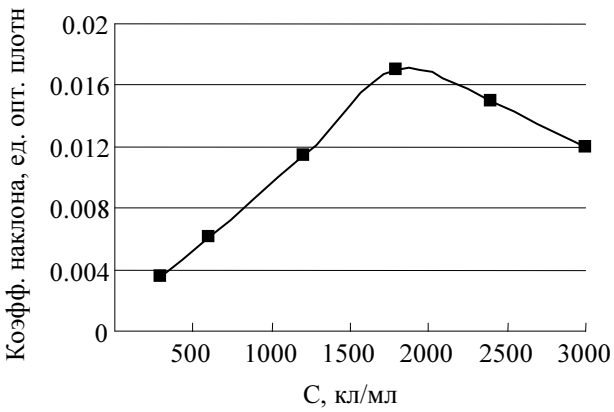


Рис. 3

При исследовании роста оптической плотности на первом участке сигнала было отмечено, что при больших концентрациях клеток (3000 кл/мл) амплитуда нарастает только у 5–8 первых импульсов из 27, а при 300 кл/мл – до 18–20 импульсов из 27. Так же меняется наклон линии тренда амплитуд импульсов оптической плотности. На рис. 3 представлена зависимость угла наклона огибающей первого участка от концентрации клеток. Как видно из рис. 3, при концентрации клеток свыше 2000 кл/мл скорость роста импульсов с ростом концентрации падает, тогда как при концентрациях ниже 2000 кл/мл – растет, что также объясняется геометрическими размерами зоны оптического контроля.

Для того чтобы обосновать выбор рабочей концентрации, определялось отношение клеток, которые проявили гальванотаксическую реакцию при первом переключении полярности, и клеток, которые ее не проявили. Поскольку сравнение экспериментальной калибровочной зависимости с расчетными данными показало, что значение оптической плотности пропорционально концентрации клеток, то эта величина определялась как отношение значения амплитуды первого импульса к среднему арифметическому значению амплитуд импульсов второго участка сигнала (табл. 1).

Таблица 1

Концентрация, кл/мл	300	600	1200	1800	2400	3000
Отношение амплитуд	0.10 ± 0.05	0.14 ± 0.07	0.27 ± 0.08	0.28 ± 0.12	0.48 ± 0.08	0.61 ± 0.11

Результаты показывают, что с увеличением концентрации, растет процент клеток, проявляющих гальванотаксическую реакцию. Если в диапазоне концентраций 300…2500 кл/мл он составляет около 10…20 %, то, в диапазоне концентраций 2500…3000 кл/мл, он увеличивается до 50…70 %. Так же таблица показывает, что при малых концентрациях разброс значений составляет 0.06 единицы при увеличении концентрации на 300 клеток. При увеличении концентрации с 2400 до 3000 кл/мл этот показатель составляет 0.7 единицы. При изменении концентрации с 1200 до 1800 кл/мл – 0.02 единицы.

С учетом двух исследованных факторов было обосновано, что рабочая концентрация клеток при гальванотаксической реакции должна составлять 1500 ± 500 кл/мл. Эта концентрация использовалась в методе.

Количество микроорганизмов, которые не проявили гальванотаксис в конечной фазе опыта, отражает вредность исследуемой пробы. Такое свойство тест-объекта позволяет построить следующую градацию при использовании коэффициента токсичности k_{tox}:

– $k_{tox} = 0$ – 0 % клеток не проявило гальванотаксическую реакцию;

– $k_{tox} = 0{,}5$ – 50 % не проявило гальванотаксическую реакцию;

– $k_{tox} = 1$ – 100 % не проявило гальванотаксическую реакцию.

Как показали эксперименты, чаще всего наибольшее количество клеток проявивших гальванотаксис, наблюдается в контроле. Оценить это количество, как показано выше, можно по значению оптической плотности амплитуды гальванотаксических импульсов на втором участке сигнала. Следовательно, максимальное значение амплитуды импульсов (A_{max}) на этом участке соответствует максимальному количеству микроорганизмов, способных к гальванотаксису. На первом участке сигнала, где проявляется реакция тревоги, амплитуды импульсов обычно меньше, чем на втором. С начала в реакции участвуют самые сильные, а потом постепенно включаются и остальные, о чем свидетельствует рост величин амплитуд импульсов. В этом случае доля непрореагировавших парамеций вычисляется так:

$$K = 1 - A_i / A_{max} . \quad (1)$$

Сигнал можно преобразовать в функцию $f(N; K)$, где N – номер импульса сигнала; K – доля непрореагировавших клеток.

Так же как и у самого сигнала, у кривой выделяются два участка: участок линейного падения и стационарный. Участок линейного падения отражает реакцию тревоги. Точка начала кривой отражает общую концентрацию клеток в кювете – при концентрации клеток в рабочем диапазоне она соответствует 0.6…0.8.

При получении аналогичной кривой при исследовании проб с токсикантом предполагается, что токсикант не только подавляет реакцию гальванотаксиса, но и убивает часть клеток, т. е. $A_{\text{max кон}} > A_{\text{max проб}}$.

На рис. 4 представлены кривые $K(N)$, полученные при исследовании разных концентраций модельного токсиканта $CuSO_4$. Минимальное значение кривой показывает уровень токсичности, или сколько клеток не проявили гальванотаксис, а наклон может характеризовать то, насколько быстро произошла адаптация. Кривая получена путем усреднения результатов трех опытов.

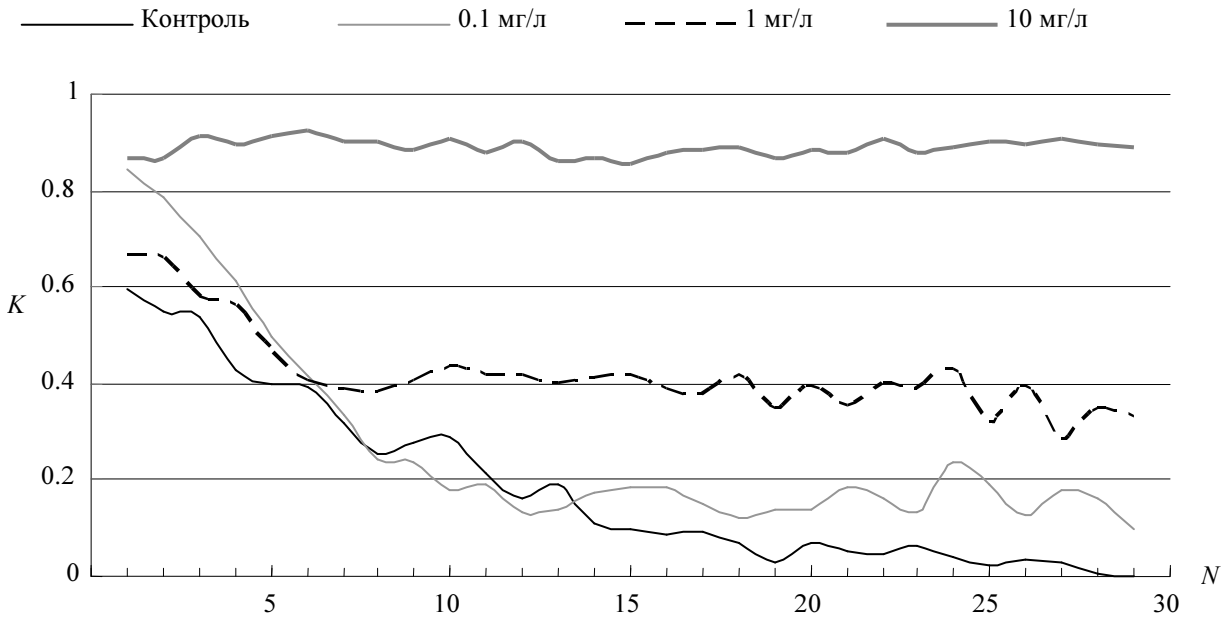


Рис. 4

Чтобы учесть количество погибших, формула (1) преобразуется следующим образом:

$$K = 1 - A_{i\ \text{проб}} \big/ A_{\text{max кон}}. \qquad (2)$$

Из всех кривых, приведенных на рис. 4, по форме отличается только кривая, соответствующая концентрации модельного токсиканта 10 мг/л. Она представляет собой прямую с незначительными колебаниями в диапазоне 0.86…0.93 ед. Линия, соответствующая контролю, описывается полиноминальным трендом второй степени с $R^2 = 0.98$, т. е. наблюдается постепенный рост амплитуды в сигнале. Линии, соответствующие концентрации токсиканта 0.1 и 1 мг/л, соприкасаются в некоторых точках своего линейного участка с линейным участком линии контроля, что показывает, что реакция тревоги вызвана прежде всего воздействием электрического поля. В целом, линии контроля, 0.1 и 1 мг/л имеют похожую форму (коэффициент корреляции составляет 0.85…0.91).

Другие результаты показали опыты с $NiSO_4$ в качестве токсиканта. На рис. 5, *а* представлены кривые гальванотаксиса с концентрациями $NiSO_4$ 1 и 10 мг/л. Линии, соответствующие концентрации токсиканта в пробе, не похожи по форме на линию контроля (коэффициент корреляции составляет –0.93 и 0.68 для 1 и 10 мг/л соответственно), т. е. не наблюдается стресс, вызываемый воздействием электрического поля, а прослеживается влияние токсичности.

В опытах с $ZnSO_4$ линии имеют другой характер (рис. 5, *б*). Следует отметить, что при концентрации 1 мг/л максимальное значение в опыте превышало максимальное значение в контроле, поэтому данные обрабатывались так же, как результаты контроля. Характер кривых также отличен от предыдущих, в частности в том, что линия, соответствующая 1 мг/л, практически совпадает с линией контроля, а линия для 10 мг/л показывает токсический стресс.

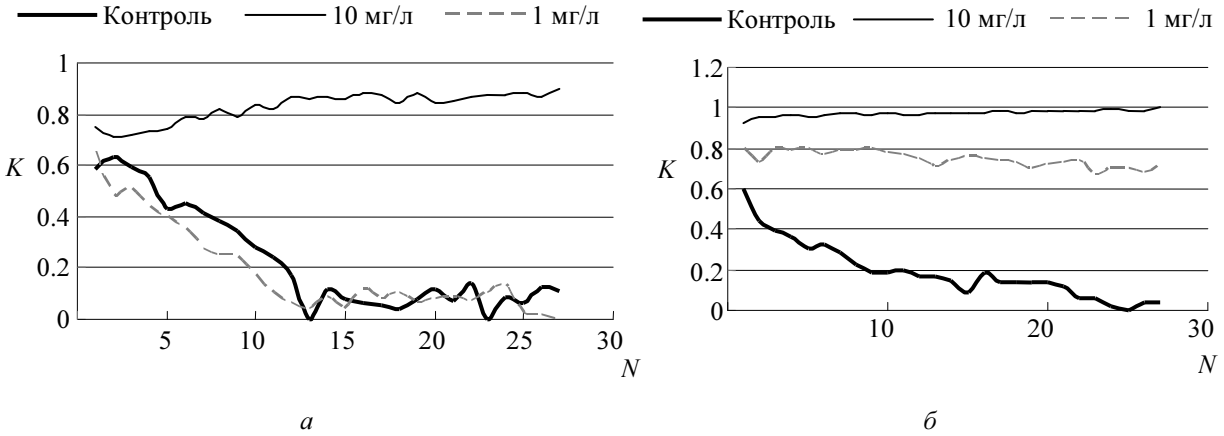


Рис. 5

Для определения индекса токсичности k_{tox} использовали усреднение по 5 последним значениям линий. Проведем сравнение трех токсикантов (табл. 2). Все они имеют 3-й класс опасности, но разные ПДК для питьевой воды.

Таблица 2

Токсикант	ПДК для питьевой воды, мг/л	k_{tox} при концентрации токсиканта в пробе, мг/л	
		1	10
$NiSO_4$	0.1	0.69 ± 0.01	0.99 ± 0.01
$CuSO_4$	1	0.33 ± 0.04	0.90 ± 0.01
$ZnSO_4$	5	0.05 ± 0.05	0.88 ± 0.01

Очевидно, что при концентрации 10 мг/л все токсиканты показали высокую степень токсичности, незначительно отличающуюся друг от друга, а при концентрации 1 мг/л наблюдается отрицательная зависимость между значениями ПДК и усредненными значениями конечных точек линий. Эта зависимость имеет характер логарифмической кривой. Подобная зависимость показывает, что данный метод подходит для определения класса опасности проб воды. На рис. 6 представлена схема метода контроля токсичности водных сред, основанного на гальванотаксической реакции инфузорий P.caudatum с многократным переключением полярности.

Новый метод, как показали эксперименты, позволяет оценить не только токсичность исследуемой среды, но и характер влияния токсиканта на популяцию микроорганизмов.

В результате разработки и исследования метода были выявлены фазы тест-реакции динамики гальванотаксиса и исследованы их статистические характеристики для обоснования принципа расчета коэффициента токсичности; была получена калибровочная характеристика, показавшая линейную зависимость средней амплитуды импульсов в стационарной фазе сигнала от концентрации инфузорий; исследована переходная фаза сигнала и зависимость наклона огибающей амплитуд от концентрации инфузорий, что позволило обосновать рабочую

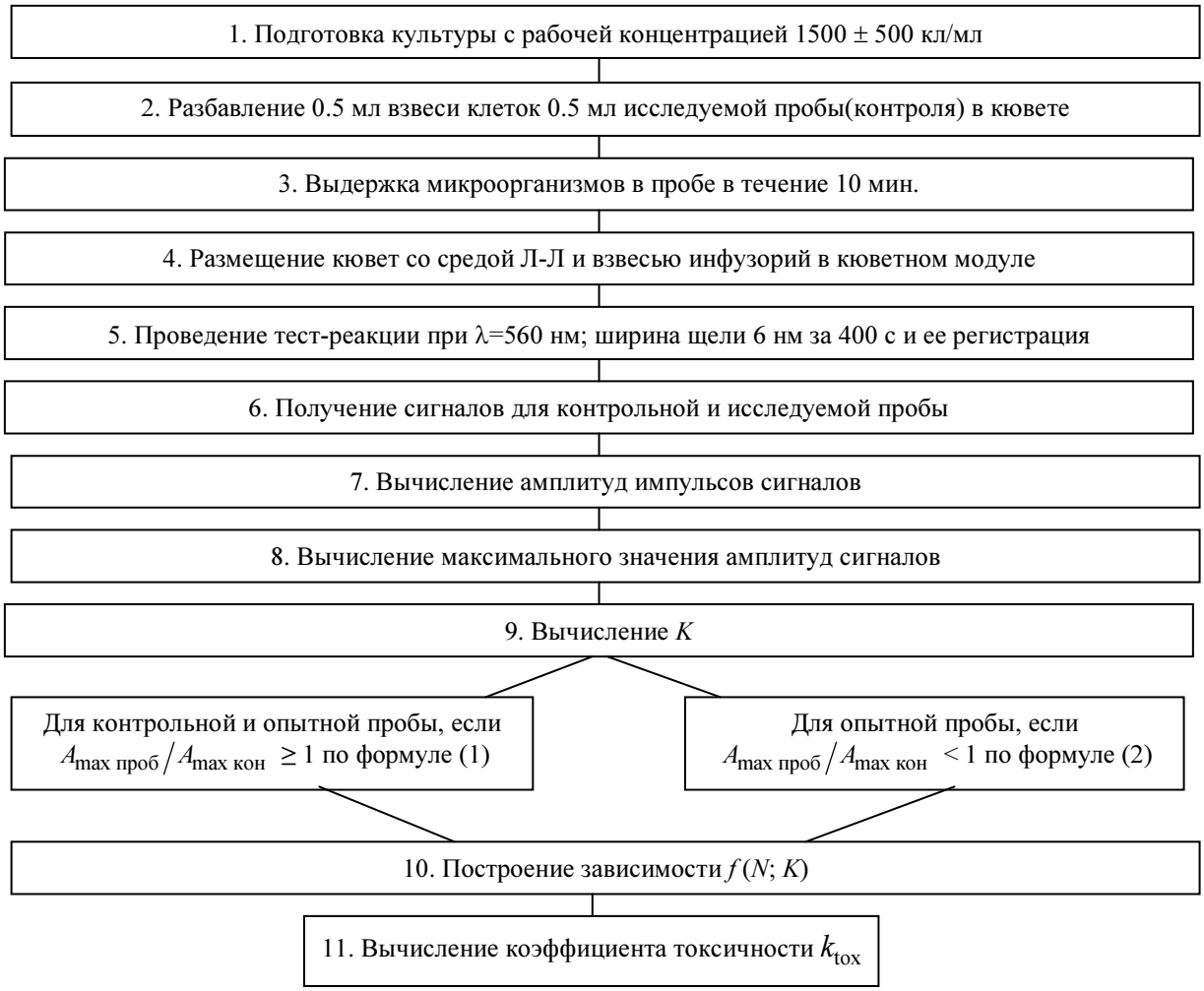


Рис. 6

концентрацию тест-организмов; разработана схема нового аппаратурного метода, включающая подготовительный, измерительный и вычислительные этапы; приведены результаты апробации метода на модельных токсикантах из группы тяжелых металлов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Wells P. G., Lee K., Blaise C. Microscale Testing in Aquatic Toxicology // Science, 1998.

2. Environmental Chemistry. Fundamentals / J. G. Ibanez, M. Hernandez-Esparza, C. Doria-Serrano, et al. // Mexico city and North Andover, MA, USA: 2007. 334 c.

3. Biological Methods in the Assessments of Water Quality /Ed. by Cairns J., Dickson K. // The Symposium on Biological Methods for the Assessment of Water Quality was presented at the Seventy-fifth Annual Meeting of ASTM held in Los Angeles, Calif., June 1972. P. 26–29.

4. Определение токсичности водных сред по реакции гальванотаксиса / А. С. Ковалевская, А. Г. Казанцева, С. В. Голядкин и др.// Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Сер. Биотехнические системы в медицине и экологии. СПб., 2006. Вып. 3. С. 73–77.

5. Казанцева А. Г., Захаров И. С. Особенности формирования гальванотаксического сигнала в токсичной среде // Мат. 63-й науч. техн. конф. профессорско-преподавательского состава университета СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб., 2010. С. 254–260.

6. Исследование влияния биологических и технических факторов на тест-реакцию гальванотаксиса Казанцева А. Г., Захаров И. С. // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб., 2010. Вып. 5. С. 109–114.

7. Захаров И. С., Казанцева А. Г. Исследование оптических свойств взвеси инфузорий // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб., 2010. Вып. 1. С. 55–62.

8. Захаров И. С., Казанцева А. Г. Теоретические основы метода контроля токсичности водных сред с использованием тест-реакции гальванотаксиса инфузорий // Изв. ЮФУ. Технические науки: тематич. вып. «Медицинские информационные системы». Таганрог, 2010. Вып. 9 (110). С. 122–126.

9. Захаров И. С., Казанцева А. Г. Рекуррентная модель гальванотаксиса для приборов контроля токсичности водных сред // Изв. ЮФУ. Технические науки: тематич. вып. «Перспективы медицинского приборостроения». Таганрог, 2009. Вып. 10 (99) С. 214–217.

A. G. Kazantzeva, I. S. Zakharov

DEVELOPING OF DEVICE BIOASSAY METHOD FOR TOXICAL AQUA MEDIA CONTROL ON THE BASED OF GALVANOTAXIS DYNAMIC ASSAY

The method and means for toxical aqua media control on the based of galvanotaxis dynamic assay are developed.

Galvanotaxis, bioassay, infusoria, method, device

УДК 378.1

Н. В. Лысенко, О. П. Резункова, А. Г. Резунков

ЦЕЛЕВОЕ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ОБУЧЕНИЕ СПЕЦИАЛИСТОВ ДЛЯ ПРЕДПРИЯТИЙ РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КОМПЛЕКСА САНКТ-ПЕТЕРБУРГА

Рассмотрены проблемы создания системы непрерывной профессиональной подготовки кадров, включая профессиональную ориентацию, отбор и сопровождение профессионального образования специалистов, адаптированных к работе в высокотехнологичных отраслях промышленности. Представлена «Концепция подготовки кадров “Профкарьера” для высокотехнологичной инновационной сферы в радиоэлектронном комплексе Санкт-Петербурга на период до 2015 года».

Непрерывное образование, карьера, профессиональная ориентация, профессиональное образование, профессиональный отбор

Ускоренное развитие российской экономики и равноправная интеграция в мировую экономику невозможны без опережающего обеспечения высокотехнологичных и приоритетных отраслей промышленности Санкт-Петербурга новыми технологиями и квалифицированными научными, инженерными и управленческими кадрами.

Анализ кадрового вопроса на высокотехнологичных предприятиях радиоэлектронного комплекса (РЭК) свидетельствует о наличии проблем в системе кадровой расстановки сил, профессионального становления выпускников образовательных учреждений начального, среднего и высшего профессионального образования.

Слабая профессиональная ориентированность выпускников школ, особенно в области инженерных специальностей, может превратиться в проблему для их будущих работодателей. Поэтому ориентация молодежи на инженерные специальности, формирование мотивации к труду и потребности приобретения востребованной профессии должны стать приоритетными в системе профессионального образования, а профессиональная ориентация и психолого-педагогическая поддержка в личностно-профессиональном становлении молодежи в современной России становятся чрезвычайно актуальными.

Решение этой проблемы в современных условиях рыночной экономики и стратегии модернизации России возможно путем создания целостной системы непрерывной профес-

сиональной подготовки кадров, начиная с профессиональной ориентации, отбора и сопровождения профессионального образования и заканчивая развитием и закреплением востребованных специалистов в высокотехнологичных отраслях промышленности.

Существенное улучшение системы целевого профессионального обучения может способствовать решению этой проблемы. Санкт-Петербургская ассоциация предприятий радиоэлектроники, приборостроения, средств связи и инфотелекоммуникаций (СПбАПРЭ) получила от государства полномочия по курированию целевого обучения специалистов для предприятий РЭК. С 2009 г. СПбАПРЭ получает квоты от Министерства образования и науки РФ на целевое обучение для всех предприятий РЭК Санкт-Петербурга.

Чтобы решить эту задачу СПбАПРЭ потребовалось:

1) согласовать с предприятиями РЭК и учреждениями профессионального образования (колледжами, вузами) заявки на специалистов (выпускник колледжа, бакалавр, магистр, аспирант, докторант);

2) согласовать и утвердить в Министерстве промышленности и торговли, отвечающем за предприятия оборонно-промышленного комплекса, и в Министерстве образования и науки РФ этот конкретный перечень направлений подготовки;

3) составить пакет юридически согласованных документов между студентом, учреждениями профессионального образования, СПбАПРЭ и предприятиями РЭК.

Важнейшим вопросом является правовая база взаимоотношений участников. Так, взаимоотношения между абитуриентом (студентом), учреждением профессионального образования и СПбАПРЭ закрепляются трехсторонним договором, который по сути является договором о намерениях. Это позволяет решить ряд проблем:

1. Абитуриент, как правило, вчерашний школьник, еще не достигший возраста 18 лет, по закону РФ не имеет права подписывать юридические документы. Трехсторонний договор предусматривает возможность подкреплять его подпись подписью родителя (усыновителя или опекуна).

2. Сегодняшние предприятия РЭК не готовы брать обязательства перед абитуриентами, которые, в свою очередь, также еще не готовы к принятию самостоятельных решений. Но спустя два года студенты освоятся с профессиональным учебным процессом, пройдут определенную профориентационную подготовку, смогут проявить себя в научной среде вуза, которая в достаточной мере известна и предприятиям СПбАПРЭ. У предприятий появляется возможность целенаправленно, среди своих целевых студентов, провести профориентационную работу и профкомпетентностно-психологический мониторинг и заключить договор с вполне «созревшим» студентом 3-го курса.

3. Предприятие получает возможность участвовать в подготовке специалиста не через четыре года (после получения степени бакалавра), а через два, заказывая при необходимости дополнительные образовательные программы, которые, например, на 80 % компенсируются из городского бюджета.

Тем не менее остается много вопросов: обязательно ли выпускник должен пойти работать именно на это предприятие, может ли он выбрать другое предприятие того же профиля РЭК? Должно ли предприятие обязательно брать этого выпускника на работу, если оно не довольно его уровнем подготовки, на какую должность и с какими социальными

гарантиями? Должна ли СПбАПРЭ помогать выпускникам в их карьерном росте? Подобные вопросы возникают, прежде всего, потому, что в стране юридически не закреплен статус молодого специалиста и требуется каждый раз частное решение.

Прорабатывая вопрос о целевой подготовке студентов для предприятий РЭК, коллектив авторов (О. П. Резункова – чл.-кор. РАЕН, канд. биол. наук, член Комиссии Общественного совета Санкт-Петербурга по проблемам развития рынка труда и подготовке кадров; А. Г. Резунков – директор по работе с системой образования СПбАПРЭ, ответственный за целевой набор; Н. В. Лысенко – проф., д-р техн. наук, проректор по учебной работе СПбГЭТУ «ЛЭТИ»; В. В. Семикин – проф., д-р психол. наук, декан психолого-педагогического факультета РГПУ им. А. И. Герцена; В. Л. Расковалов – канд. техн. наук, генеральный директор Межрегионального ресурсного центра Санкт-Петербурга; С. Н. Неговская – директор службы психолого-педагогического сопровождения студентов РГПУ им. А. И. Герцена; А. Д. Попов – директор по экономике Союза промышленников и предпринимателей Санкт-Петербурга; Г. А. Рожков – канд. пед. наук, председатель Комиссии Общественного совета Санкт-Петербурга по проблемам развития рынка труда и подготовке кадров) разработал «Концепцию подготовки кадров “Профкарьера” для высокотехнологичной инновационной сферы в радиоэлектронном комплексе Санкт-Петербурга на период до 2015 года».

Концепция направлена на выработку механизмов подготовки высококвалифицированных специалистов и инновационно-ориентированных команд, адаптированных к работе на высокотехнологичных предприятиях в условиях быстроразвивающихся технологий и постоянно изменяющегося рынка, путем разработки и внедрения эффективной системы профессиональной ориентации и отбора, непрерывной подготовки и психологического тестирования и сопровождения абитуриентов, студентов, выпускников.

Для достижения этой цели были определены следующие задачи:

- разработка моделей профессиональных компетентностей для специалистов предприятий высокотехнологичной сферы промышленности;
- разработка комплексной программы по выявлению претендентов для работы на высокотехнологичных предприятиях и сопровождению их в процессе профессиональной подготовки;
- разработка комплексной программы по созданию и сопровождению совместимых работоспособных инновационно-ориентированных команд;
- выработка алгоритмов сертификации знаний, умений и навыков подготавливаемых специалистов;
- создание и постоянное обновление баз данных претендентов в специалисты и инновационно-ориентированные команды, а также общегородской информационной базы данных потребностей в специальностях и специалистах (с обозначением уровня и качества подготовки) для высокотехнологичной сферы промышленности Санкт-Петербурга;
- разработка и внедрение модели бизнес-инкубатора для работоспособных инновационно-ориентированных команд;
- выработка алгоритмов содействия в трудоустройстве подготовленных специалистов и инновационно-ориентированных команд на высокотехнологичные предприятия;
- создание и поддержание обновляемых программно-методических и информационных ресурсов профессионально-образовательной подготовки и психологического сопровождения специалистов для высокотехнологичной сферы радиоэлектронной промышленности;

• выработка концептуальных основ и модели Городского центра «Профкарьера», деятельность которого ориентирована на подготовку специалистов и инновационно-ориентированных команд на высокотехнологичные предприятия.

Реализация Концепции предполагается через следующие конкретные взаимосвязанные механизмы и процессы:

1) интерактивную, системную профориентацию на инженерно-технологические направления подготовки и специальности среди молодежи с помощью современных рекламно-информационных технологий;

2) систему профессионального отбора целевых абитуриентов для ОУ СПО и ВПО, ведущих подготовку специалистов в инженерно-технологическую сферу с помощью компьютерных программ комплексной психодиагностики;

3) систему непрерывной целевой профессиональной подготовки будущих специалистов для предприятий высокотехнологичной инновационной сферы промышленности на основе модернизированных специальных образовательных программ с возможностью обеспечения индивидуальных образовательных маршрутов, а также психолого-педагогического сопровождения профессионального становления личности;

4) организацию инновационно-ориентированных команд из талантливых студентов и их самостоятельную творческую проектную деятельность на базе бизнес-инкубаторов, технопарков и малых предприятий;

5) выполнение этими молодежными командами инновационных проектов и эксклюзивных разработок по заказам предприятий высокотехнологичной инновационной сферы;

6) организацию стажировок целевых студентов и молодых специалистов на российских и зарубежных предприятиях, в учебных заведениях, научных центрах и технопарках с целью освоения передового опыта проектно-конструкторских и инженерно-технических работ;

7) разработку и реализацию индивидуального образовательного и профкарьерного маршрутов для каждого целевого специалиста на основе технологий профессионального становления и личностного развития с помощью системы профкарьерного сопровождения;

8) сертификацию знаний, умений и навыков подготавливаемых специалистов;

9) оказание содействия в трудоустройстве, адаптации и интеграции в производственную среду молодых специалистов на предприятиях высокотехнологичной инновационной сферы.

При этом главным механизмом реализации Концепции должно быть государственно-частное партнерство, основанное на взаимовыгодном сотрудничестве основных участников выполнения программы.

В общей стратегии дальнейшего развития системы профессиональной ориентации и психологической поддержки молодежи на основе предлагаемой Концепции должен быть разработан пилотный проект с целью решения проблем организационного, нормативного, научно-методического, информационного и кадрового обеспечения подготовки специалистов для высокотехнологичной инновационной сферы Санкт-Петербурга.

Разработку и модернизацию специальных образовательных программ подготовки, переподготовки и повышения квалификации специалистов для высокотехнологичной инновационной сферы РЭК Санкт-Петербурга осуществляет СПбГЭТУ с привлечением других ГОУ СПО и ВПО.

Ожидаемыми результатами реализации этой программы являются:

• создание научно обоснованной системы отбора и психологического сопровождения при подготовке специалистов и инновационно-ориентированных команд для высокотехнологичных предприятий и организаций в условиях кооперации всех уровней профессионального образования по кластерному принципу;

• повышение престижа инженерно-технических видов деятельности среди молодежи;

• повышение уровня и качества подготовки специалистов на базе инновационных технологий профотбора и профориентационного и психологического сопровождения претендентов;

• подготовка инновационно-ориентированных команд, способных оперативно и качественно решать высокотехнологичные производственные задачи;

• сокращение времени подготовки молодежи к эффективной работе в высокотехнологичной инновационной сфере радиоэлектронного комплекса;

• повышение эффективности производства и конкурентоспособности продукции высокотехнологичной инновационной сферы промышленности Санкт-Петербурга на внутреннем и мировом рынках.

Рассмотрим *алгоритм запуска и реализации Программы.*

Этап I

Шаг 1. Выбор претендентов для участия в Программе – в первом приближении целевые студенты по целевому набору АПРЭ, далее – отбираются в СОУ, НПО и рекомендуются как целевые студенты.

Шаг 2. Психологическое и профориентационное тестирование с целью выявления предрасположенности к определенным видам деятельности.

Шаг 3. Оценка возможности создания команд из имеющихся претендентов.

Шаг 4. Подбор команд на совместимость на базе спецтестирования.

Этап II

Шаг 1. Определение направления деятельности предполагаемых команд (по их возможностям и имеющимся запросам).

Шаг 2. Определение необходимых недостающих знаний для формирования команды.

Шаг 3. Подбор преподавателей для дополнительного обучения.

Шаг 4. Формирование и обучение команд, подбор бизнес-проекта.

Этап III

Шаг 1. Определение якорных предприятий[1] и форм взаимодействия с ними.

Шаг 2. Создание малых предприятий.

Шаг 3. Поиск инвесторов.

Этап IV

Шаг 1. Сертификация знаний, умений и навыков подготовленных специалистов.

Шаг 2. Мероприятия по социально-психологической адаптации.

Аналитика

Шаг 1. Контрольное тестирование (*проводится в мониторинговом режиме на каждом этапе*).

---

[1] Якорное предприятие – предприятие, с которым студент связан на договорных основах.

Шаг 2. Создание баз данных претендентов на основе электронного анкетирования.

Шаг 3. Создание баз данных по рабочим местам.

Шаг 4. Аналитика по целевым претендентам (общее количество участвующих в первоначальном опросе – количество отобранных для участия в Программе – количество получивших профессиональное образование – количество пошедших работать на якорные предприятия – количество оставшихся работать через три года).

Шаг 5. Аналитика по претендентам в команды (общее количество участвующих в первоначальном опросе – количество отобранных для участия в Программе – количество отобранных в команды – количество дошедших до малых предприятий – количество сохранивших работоспособность через три года).

Шаг 6. Аналитика по предприятиям (количество заявок от предприятий – количество заявок, реализованных по Программе – количество оставшихся работать через три года).

Для того чтобы Концепция начала работать в полной мере, она должна пройти утверждение в Правительстве Санкт-Петербурга и перерасти в городскую Программу. Но уже сегодня концепцией обрисованы основные направления деятельности.

Ключевым вопросом в Концепции является проработка комплексной программы по созданию и сопровождению психологически совместимых, работоспособных инновационно-ориентированных бизнес-групп. Очень часто хорошие идеи не могут реализоваться исключительно из-за того, что нет слаженной работоспособной команды, способной адекватно решать поставленную задачу. Многие команды распадаются из-за плохой личностной совместимости участников.

По мнению авторов Концепции, реализуемая на ее основе программа позволит обеспечить прорыв в высокотехнологичных и приоритетных отраслях промышленности Санкт-Петербурга и страны в целом.

N. V. Lysenko, O. P. Rezunkova, A. G. Rezunkov

TARGETED PROFESSIONAL TRAINING FOR ENTERPRISES OF THE RADIO ELECTRONIC COMPLEX OF SAINT-PETERSBURG

The problems of creation of the system of continuous professional training, starting with the professional orientation, selection and maintenance of professional education of specialists, adapted to work in high-tech industries are considered. The concept of training "Profcareer" project for high-tech innovation sphere in the radio electronic complex of Saint-Petersburg for the period up to 2015 year is presented.

Continuing education, career, professional orientation, professional education, professional selection

УДК 65.01

А. В. Звонцов

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ АНТИКРИЗИСНОГО МЕНЕДЖМЕНТА

Раскрывается содержание понятия «антикризисный менеджмент», рассматриваются вопросы, посвященные анализу существующих в отечественном антикризисном менеджменте проблем, выявляются внутренние противоречия российского законодательства о банкротстве.

Антикризисный менеджмент, банкротство, несостоятельность, восстановление платежеспособности коммерческой организации, финансовое оздоровление

Несмотря на наметившиеся в последние месяцы положительные тенденции в развитии отечественной экономики, в России еще существенно ощущаются последствия экономического кризиса. Так, по данным Росстата, в июле 2010 г. доля убыточных организаций в стране составила более трети от их общего количества [1], при этом наибольший вес убыточных организаций наблюдался в таких секторах национальной экономики, как строительство (35,4 %), производство транспортных средств (38,4 %), производства, связанные с обработкой древесины (50,3 %), и добыча металлических руд (47,5 %).

Общая задолженность коммерческих организаций по обязательствам на июль 2010 г. составила 34 891,1 млрд р., из нее просроченной является задолженность в размере 1075,1 млрд р.

С начала кризиса в экономике России происходит увеличение количества использования расчетов за оплату приобретенной продукции и услуг, осуществляемых коммерческими организациями без применения денежных средств (в том числе проводимых в форме взаимозачетов или бартера), что является косвенным подтверждением ухудшения их ликвидности и снижения уровня платежеспособности.

Приведенные данные свидетельствуют о необходимости разработки (как на федеральном уровне, так и внутри указанных коммерческих организаций) комплекса антикризисных мероприятий, направленных на стабилизацию их финансово-экономического состояния.

Вместе с тем можно выделить целый ряд методологических проблем, с которыми сталкиваются отечественные специалисты в области антикризисного менеджмента при осуществлении своей деятельности. Рассмотрим их более подробно.

Несмотря на то, что антикризисный менеджмент как научное направление существует в России более двадцати лет, к настоящему времени так и не удалось выработать единого подхода к толкованию содержания самого понятия «антикризисный менеджмент».

Анализ отечественных и зарубежных источников, в которых рассматриваются методологические основы антикризисного менеджмента, показывает, что многие авторы (Э. М. Коротков, А. П. Градов, Р. А. Попов, А. А. Быков, Б. Паттерсон, Дж. Холл и др.) рассматривают его как специфический тип менеджмента, применимый в условиях уже наступившего (подчеркнем данное слово) кризиса, основной задачей которого является восстановление платежеспособности организации и ликвидация последствий негативного влияния кризиса на ее деятельность.

Основным недостатком такого подхода является то, что в этом случае антикризисный менеджмент рассматривается лишь в качестве некоторого вспомогательного инструментария (набора процедур, операций и действий), который следует применять только в условиях, когда кризис в компании уже наступил.

Наиболее верным, с точки зрения автора настоящей статьи, является подход, в котором антикризисный менеджмент рассматривается как тип управления, направленный на недопущение возникновения кризисных ситуаций в деятельности коммерческой организации. Схожую с этой точку зрения можно найти в работах некоторых отечественных авторов. Например, А. Г. Грязнова отмечает, что основополагающим направлением антикризисного менеджмента является обеспечение таких условий деятельности компании, при которых возникающие финансовые затруднения не смогут иметь постоянный и стабильный характер, что, в свою очередь, требует построения и наладки управленческого механизма, направленного на устранение возникающих проблем до того, пока они не приняли необратимый характер.

Одной из неразрешенных проблем отечественного антикризисного менеджмента является проблема раннего диагностирования и прогнозирования возможности утраты коммерческой организацией своей платежеспособности, решение которой позволило бы многим компаниям своевременно сформировать программу антикризисных мероприятий и не допустить собственного банкротства.

В России отсутствует единая (утвержденная на государственном уровне) методика по прогнозированию вероятности наступления в организации банкротства. Среди применяемых на практике методик наибольшее распространение получила модель, предложенная американским экономистом Э. Альтманом [2], в основе которой лежит проведение расчетов по определению единого коэффициента, характеризующего вероятность банкротства организации. Однако правомочность использования этой методики в отечественной практике весьма условна, что может быть объяснено следующими причинами.

Во-первых, модель Э. Альтмана разработана на основе статистических данных о деятельности американских компаний во второй половине XX века и не учитывает макроэкономических особенностей, существующих в России.

Во-вторых, модель не позволяет сделать однозначный вывод в том случае, если значение полученного коэффициента вероятности возникновения банкротства находится на границе сформулированных автором диапазонов (например, в случае если значение коэффициента равно 2,70, то вероятность наступления банкротства оценивается как «высокая», в то время как при значении коэффициента, равном 2,71, – как «возможная»).

Наконец, в-третьих, в качестве одного из вспомогательных коэффициентов данной модели используется коэффициент покрытия, рассчитываемый по рыночной стоимости собственного

капитала и определяемый как отношение рыночной стоимости акционерного капитала компании к величине ее краткосрочных обязательств, что приводит к существенному искажению получаемого результата в случаях, когда стоимость акционерного капитала компании оказывается необоснованно завышенной, например, в результате спекулятивных игр на рынках ценных бумаг.

Еще одной проблемой антикризисного менеджмента, которую до сих пор так и не удалось решить, является проблема защиты кредиторов от действий руководства компании по выводу принадлежащих ей активов в случаях, когда избежать процедуры банкротства становится невозможно. В результате таких действий к моменту начала процесса несостоятельности от компании остается лишь внешняя «оболочка», не подкрепленная никакими материальными активами. Практика показывает, что вернуть утраченные активы фактически невозможно, так как либо с ними уже успевают провести несколько последовательных сделок, которые будут иметь всю необходимую сопроводительную документацию и регистрацию (характерно для внеоборотных активов), либо эти активы оказываются выведенными за границу, что существенно снижает возможность их истребования. Говорить об эффективности финансового оздоровления такой компании в рамках восстановительных судебных процедур не приходится, что приводит лишь к ее ликвидации.

Ряд проблем российского антикризисного менеджмента связан с несовершенством отечественного законодательства о несостоятельности [3]. Практика показывает, что инициирование процесса банкротства в отношении компании (в случаях подачи заявления в арбитражный суд как со стороны должника, так и со стороны кредиторов) существенно ограничивает возможность ее собственников (или акционеров) влиять на его ход. В соответствии с российским законодательством все значимые решения о судьбе организации-должника принимаются собранием кредиторов, которые часто оказываются не заинтересованными в восстановлении ее платежеспособности и стремятся как можно быстрее возместить свои потери, инициируя процедуру ликвидации должника.

Отчасти именно по этой причине складывается ситуация, когда коммерческие организации, испытывающие серьезные финансовые затруднения, не пытаются восстановить свою платежеспособность в рамках судебных процедур, как например, это распространено в США при обращении руководства компании в федеральные суды по делам о несостоятельности с заявлением об инициировании процедуры реорганизации, а вынуждены искать иные способы, часто приводящие лишь к временным и незначительным улучшениям текущего положения.

В настоящее время так и остается нерешенным вопрос, касающийся банкротства физических лиц, не являющихся индивидуальными предпринимателями. Аналогичные законы существуют в США и многих странах Западной Европы и ориентированы преимущественно на предоставление гражданам возможности реструктурировать имеющуюся у них задолженность, в том числе перед кредитными организациями, избегая при этом продажи принадлежащего им имущества.

Еще одной проблемой, с которой приходится сталкиваться специалисту в области несостоятельности, является проблема оценки имущества организации-должника (так называемой конкурсной массы) для его дальнейшей реализации. Произошедшие в 2009 г. изменения отечественного законодательства в области несостоятельности существенно сократили срок, в течение которого арбитражный управляющий может провести оценку и продажу имущества организации в ходе ликвидационной процедуры (конкурсного производства), ограничив его шестью месяцами (с возможностью продления еще на полгода).

Необходимо отметить, что, принимая данное решение, законодатели, скорее всего, стремились ускорить процесс получения кредиторами компании-должника причитающихся им денежных средств, однако в ряде случаев указанный период является недостаточным, например, по причине низкой ликвидности реализуемых активов.

Также на практике существует неоднозначность с видом стоимости, который следует определять при проведении процедуры ликвидации организации-должника. Некоторые арбитражные управляющие проводят оценку имущества должника и его последующую реализацию, исходя из расчетной ликвидационной стоимости, что является неверным, так как вступает в противоречие с основным принципом реализации конкурсной массы – максимизации полученной величины денежных средств.

Следует подчеркнуть, что при реализации имущества организации-должника следует применять оценку его рыночной стоимости, а не ликвидационной, и исходить из способа наиболее эффективного использования данного вида имущества в будущем.

Конечно, представленный перечень проблем отечественного антикризисного менеджмента не является исчерпывающим, но их успешное решение способно во многом изменить сложившуюся отечественную практику в области финансового оздоровления и восстановления платежеспособности коммерческих организаций, существенно повысив эффективность проводимых в рамках антикризисного управления мероприятий и значительно сократив количество подлежащих ликвидации компаний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Социально-экономическое положение России. Статистический сборник. М.: Росстат, 2010.
2. Новопашина Е. А. Практика оценки финансового состояния хозяйствующего субъекта с учетом мирового опыта: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2008.
3. Федеральный закон «О несостоятельности (банкротстве)». М.: Омега-Л, 2010.

A. V. Zvontsov

METHODOLOGICAL PROBLEMS OF ANTI-RECESSIONARY MANAGEMENT

In article reveals the concept maintenance anti-recessionary management, the questions devoted to the analysis of problems existing in domestic anti-recessionary management are considered, internal contradictions Russian the legislation on bankruptcy come to light.

Anti-recessionary management, bankruptcy, an inconsistency, restoration of solvency of the commercial organization, financial improvement

УДК 658.562

Е. А. Рябинина, В. В. Ященко

СТАТИСТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПРОЦЕССАМИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПОРЯДКОВОЙ ШКАЛЫ

Рассматриваются примеры процессов, характеристики качества которых измеряются с помощью порядковой шкалы, и предлагается подход к статистическому управлению такими процессами.

Статистическое управление процессом, характеристики качества, предупреждающие действия

Управление процессами требует измеримости характеристик качества. Для измерения характеристики качества необходим соответствующий метод или прибор. Чаще всего характеристики качества процессов измеряются с помощью интервальной шкалы или ди-

хотомической (номинальной) шкалы. Однако некоторые процессы очень трудно поддаются формализации с точки зрения характеристик качества. Ввиду невозможности в ряде случаев количественной оценки характеристики качества по техническим или экономическим причинам (например, отсутствует подходящий прибор или его использование слишком дорого) целесообразно использовать ранжирование. При этом характеристике качества присваиваются оценки (ранги) по заранее выбранной шкале: двухбалльной, пятибалльной и т. п. Ранг – это количественная оценка характеристики качества, которая носит условный (субъективный) характер. Для каждой физически измеряемой характеристики качества можно построить ее ранговый аналог. Потребность в его построении возникает тогда, когда имеющиеся в распоряжении численные характеристики неточны или неизвестен способ построения удовлетворительных численных оценок. При прочих равных условиях всегда нужно отдавать предпочтение методам физического измерения, поскольку метод ранжирования менее чувствителен и с его помощью трудно изучать тонкие эффекты.

Любой адекватный алгоритм в порядковой шкале является функцией некоторой матрицы C. Пусть никакие два из результатов наблюдений $x_1, x_2, \ldots, x_n$ не совпадают, а $r_1, r_2, \ldots, r_n$ – их ранги. Тогда элементы матрицы C и ранги результатов наблюдений связаны однозначным соответствием

$$r_i = 1 + \sum_{1 \le j \le n} (1 - c_{ij}),$$

в котором $c_{ij} = 1$, если $r_i < r_j$, и $c_{ij} = 0$ – в противном случае. Это означает, что при обработке данных, измеряемых с помощью порядковой шкалы, могут применяться только ранговые статистические методы.

Порядковая шкала часто используется в квалиметрии, при оценке качества продукции и услуг [1]. Многие стандарты и технические регламенты содержат требования к процессу контроля качества продукции по альтернативному признаку, когда вся продукция делится на две категории: годная или брак. Иногда может определяться сортность продукции (высший, первый или второй сорт), что с точки зрения порядковой шкалы имеет тот же смысл.

Примерами оценки характеристик качества с помощью порядковой шкалы могут быть распределение мест победителей соревнований (первое, второе, третье), дегустация, сравнение произведений искусства, сравнение изделий по цвету, прозрачности.

Чаще всего оценка качества продукции с использованием порядковой шкалы основана на органолептическом методе, который связан с определением характеристик качества продукции на основе анализа восприятий органов чувств – зрения, обоняния, слуха, осязания, вкуса [2]. Органолептический метод относится к экспертным методам оценки и обычно применяется в производстве вина, чая, кофе, кондитерских изделий, табака и т. п. Иногда он может применяться для контроля качества сыра, масла и других молочных продуктов и оказывается более «быстрым», чем инструментальные методы. В ресторанах и кафе также используется органолептический метод при оценке таких характеристик, как внешний вид, консистенция, запах и вкус пищи [3]. Органолептический метод может применяться при оценке ущерба в сфере страхования недвижимости или автомобилей [4]. В полиграфии для быстрой оценки качества печатного оттиска на лист добавляют элементы визуального контроля, в частности: поле баланса по серому, нониусные шкалы, кресты

совмещения, структуры для обнаружения таких дефектов, как дробление и скольжение [5]. Особенностью органолептического метода является отсутствие измерительных инструментов. Опытные эксперты полагаются на свои ощущения и выставляют баллы в соответствии со своим субъективным восприятием. Возможно использование только инструментов, улучшающих восприятие (например, микроскопа).

На рис. 1 представлена модель системы управления процессами с обратной связью [6], [7]. Она предполагает наличие двух контуров обратной связи. Первый контур («голос потребителей») связан с получением информации от потребителей на выходе процесса. Определение изменяющихся требований потребителей позволяет организации гибко управлять процессом. Однако для достижения высокого уровня удовлетворенности и лояльности потребителей этого не достаточно. Возникающие в процессе проблемы (несоответствия) нельзя предсказать, поэтому реакция на них будет апостериорной (чтобы эти несоответствия не появлялись в будущем). Такая реакция связана со стратегией корректирующих действий.

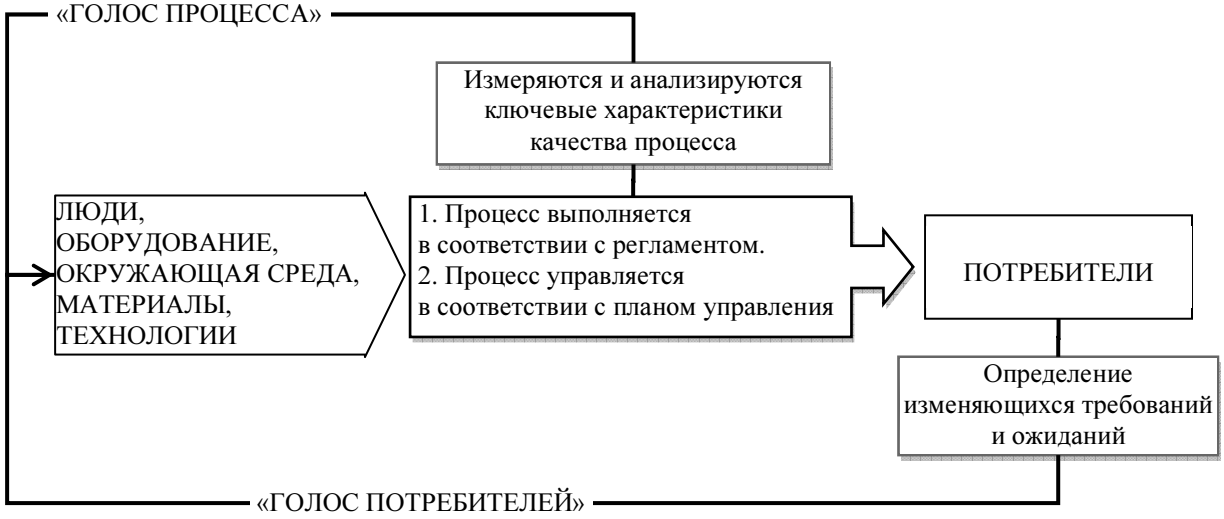


Рис. 1

Второй контур обратной связи («голос процесса») предполагает измерение и анализ ключевых характеристик качества процесса, что позволяет, не дожидаясь появления информации о несоответствиях на выходе процесса, своевременно реагировать на отклонения характеристик качества процесса. Таким образом, реализуется стратегия предупреждающих действий, позволяющая, в конечном счете, сократить потери и сохранить ресурсы (финансовые, материальные, временные). «Голос процесса» может быть выражен в виде характеристик качества, измеряемых с помощью порядковой шкалы.

Для реализации стратегии предупреждающих действий используется статистическое управление процессами, при котором предварительно требуется определить ключевые внутренние характеристики качества процесса, применить контрольные карты Шухарта (ККШ) для оценки стабильности процесса и на основе полученной информации своевременно устранить особые причины вариации, приводящие к нестабильности процесса. При управлении процессом на основе «голоса процесса» основная задача сводится к обеспечению стабильности процесса и непрерывного улучшения его качества, за счет устранения особых и уменьшения общих причин вариации. В этом случае использование ККШ позволяет определить, есть ли необходимость вмешиваться в процесс и кто это должен делать – высший менеджмент или владелец процесса.

ККШ используются для количественных шкал или для частного случая номинативной (дихотомической) шкалы – контрольные карты по альтернативному признаку. Однако характеристики качества процессов могут быть измерены не только с помощью количественной шкалы, но и с помощью порядковой шкалы. Не существует ККШ для характеристик качества, измеренных с помощью порядковой шкалы. Отсутствие подходящего инструментария для управления процессом на основе характеристик качества, измеряемых с помощью порядковой шкалы, существенно ограничивает возможности реализации стратегии предупреждающих действий.

Проблема заключается в том, что ввиду отсутствия методической базы для анализа и управления процессами на основе характеристик, измеряемых с помощью порядковой шкалы, такие характеристики не используются при управлении процессами.

В контексте вариативности характеристик качества процесса под действием особых причин можно говорить о схожести задач, решаемых с помощью ККШ и дисперсионного анализа. Как и ККШ, дисперсионный анализ проверяет значимость различия между выборочными средними значениями для разных групп. Эта проверка проводится с помощью разбиения суммы квадратов на компоненты, т. е. разбиения общей дисперсии (вариации) на две части, одна из которых обусловлена случайной ошибкой (внутригрупповой изменчивостью), а вторая связана с различием средних значений.

Аналогично методу дисперсионного анализа, который при определенных ограничениях решает те же задачи, что и ККШ, для проверки гипотез о наличии влияния неслучайных факторов на характеристики качества, измеренные в порядковой шкале, могут применяться методы, основанные на использовании непараметрических критериев.

К ним относится, например, метод, основанный на использовании критерия Фридмана (χ_r^2). В рамках постановки задачи анализа влияния факторов необходимо выполнить проверку нулевой гипотезы об отсутствии различий между группами наблюдений в условиях неопределенности априорных предпосылок о нормальности распределений и однородности дисперсий.

Для проверки гипотезы о случайном изменении контролируемой характеристики по критерию Фридмана рассчитывается его эмпирическое значение:

$$\chi_r^2 = \left[\frac{12}{nc(c+1)} \sum \left(T_j^2 \right) \right] - 3n(c+1),$$

где n – объем выборки; c – количество условий; T_j – сумма рангов по каждому условию.

Если эмпирическое значение критерия Фридмана равняется критическому или превышает его, различия статистически достоверны.

Существенным недостатком непараметрических критериев оценки сдвига под действием фактора является то, что они дают только точечную оценку, отвечая на вопрос: значимо влияние фактора в данный момент или нет? Для оценки же стабильности процесса требуется информация об изменчивости процесса под действием фактора.

Основные положения, описывающие модель управления процессами на основе использования непараметрических критериев сдвига, можно сформулировать следующим образом.

1. Модель процесса описывается с помощью технологических последовательностей (ТП), каждая из которых преобразует вход в выход, что является прямым выводом из определения процесса в соответствии со стандартом ИСО 9000.

2. Характеристики качества процесса бывают трех видов: характеристики результата (ХР), внутренние характеристики качества или факторы технологической последовательности (ФТП) и характеристики входа (ХВ).

3. Характеристики качества должны быть измеримы. Для проверки измеримости необходимо задать критерий, тест и решение (это позволит однозначно определить шкалу измерения характеристики качества). Определение перечня характеристик качества процесса и формирование их операциональных определений осуществляется на основе методики формирования операциональных определений характеристик качества.

4. Ключевые характеристики качества процесса, т. е. те, которые необходимы для управления процессом в рамках стратегии предупреждающих действий, могут быть определены методом ранговой корреляции в результате анализа степени влияния ФТП на ХР:

$$\{\text{var ФТП}\} = \begin{cases} \sum\limits_{j=1}^{m} a_{ij} < L; \\ L = \dfrac{1}{n}\sum\limits_{i=1}^{n}\left(\sum\limits_{j=1}^{m} a_{ij}\right); \\ \chi_w^2 > \chi^2_{\text{кр}(n-1,\, q)}, \end{cases}$$

где {var ФТП} – такая совокупность ключевых факторов технологической последовательности, которая оказывает максимальное влияние на изменение характеристик результата при условии согласованности мнений экспертов; a_{ij} – ранг, присвоенный i-му фактору j-м экспертом; L – среднеарифметическая сумма рангов по всем экспертам; n – количество факторов; m – количество экспертов; χ_w^2 – эмпирическое значение критерия Пирсона; $\chi^2_{\text{кр}}$ – критическое значение критерия Пирсона о согласованности мнения экспертов.

5. Каждой ключевой характеристике качества должен соответствовать адекватный метод анализа для управления процессом в рамках стратегии предупреждающих действий. Он выбирается из совокупности непараметрических критериев с учетом следующих ограничений:

– задача анализа;

– условия выборок (зависимые или независимые);

– объем выборок;

– количество условий (факторов).

6. Задачей анализа является оценка стабильности процесса, которая может быть реализована с помощью подходящей контрольной карты Шухарта. Основными атрибутами контрольной карты Шухарта являются: ее тип, периодичность и объем выборки, число подгрупп. Если ключевая характеристика качества процесса измерена в порядковой шкале, то атрибутами контрольной карты непараметрических критериев сдвига будут: количество уровней фактора, количество повторных экспериментов и их периодичность. Окончательный выбор конкретного метода анализа осуществляется по совокупности следующих непараметрических критериев:

– критерий Вилкоксона (T);

– критерий знаков (G);

– критерий Фридмана (χ_r^2);

– критерий Пейджа (L).

Метод анализа выбирается с учетом объема выборки и количества факторов.

Проверка гипотезы с помощью перечисленных статистических критериев дает только точечную оценку. Поэтому для оценки стабильности процесса необходимо нанести ряд эмпирических значений критерия на контрольную карту непараметрических критериев сдвига. В задаче оценки стабильности процесса наиболее полезным может оказаться критерий Фридмана, поскольку он имеет меньше ограничений и позволяет оценить различия при воздействии фактора. При больших выборках или большом количестве условий критерий Фридмана имеет распределение, сходное с распределением χ^2 при числе степеней свободы $\nu = c - 1$, где c – количество условий. Поэтому при расчете контрольных границ можно воспользоваться формулами математического ожидания и стандартного отклонения для распределения χ^2:

$$CL = M\chi^2 = \nu;$$

$$\sigma = \sqrt{2\nu}\ .$$

На рис. 2 приведен пример контрольной карты непараметрических критериев сдвига. Точка 1 попадает в диапазон, когда гипотеза H_0 может быть с уверенностью отклонена, а точка 3 попадает в диапазон неопределенности. Однако, если использовать критерий серий для ККШ, то можно заметить, что точки 1–3, а также 5–8 образуют серии, что указывает на наличие особых причин вариации, требующих анализа процесса для их устранения.

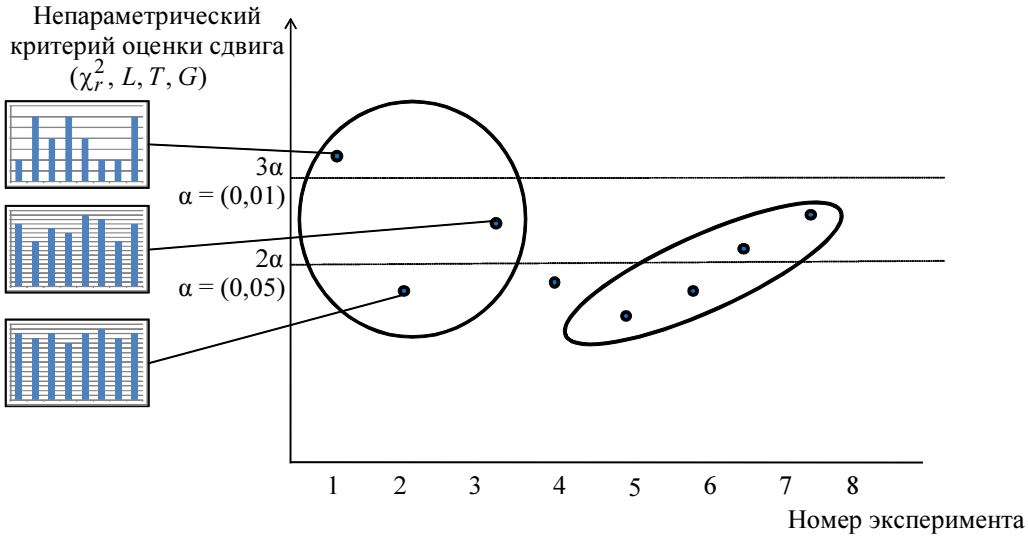


Рис. 2

Таким образом, атрибутами контрольной карты непараметрических критериев сдвига будут количество уровней фактора и количество повторных экспериментов, необходимых для определения критических значений критерия, а также периодичность или изменение фактора, требующее проверки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гличев А. В. Прикладные вопросы квалиметрии. М.: Изд-во стандартов, 1983.

2. ГОСТ 15467–79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 1979.

3. ГОСТ Р 53104–2008. Услуги общественного питания. Метод органолептической оценки качества продукции общественного питания. М.: Изд-во стандартов, 2008.

4. Руководящий документ 37.009.015–98. Методическое руководство по определению стоимости автотранспортных средств с учетом естественного износа и технического состояния на момент предъявления. М.: Изд-во стандартов, 1998.

5. ГОСТ Р ИСО 12647-1–2009. Технология полиграфии. Управление технологическим процессом изготовления растровых цветоделенных изображений, пробных и тиражных оттисков. М.: Изд-во стандартов, 2008.

6. ISO 9004:2009. Системы менеджмента качества. Рекомендации по улучшению деятельности. Электронные ресурсы: http://www.iso.org/iso/iso_catalogue.htm, http://www.standards.ru/.

7. ИСО/ТУ 16949:2002. Системы менеджмента качества. Частные требования по применению стандарта ИСО 9001:2000 для производства автомобилей и запчастей к ним (ГОСТ Р 51814.6–2005. Системы менеджмента качества в автомобилестроении. Менеджмент качества при планировании, разработке и подготовке производства автомобильных компонентов / Приказ Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 31 мая 2005 г. № 142-ст.)

E. A. Ryabinina, V. V. Yashenko

STATISTICAL PROCESS CONTROL USING ORDINAL SCALE

This article covers the examples of processes measured using ordinal scale and include an approach for statistical process control using ordinal scale.

Statistical Process Control, quality characteristics, preventive actions

УДК 811.111: 81’342.61

М. А. Флаксман

ЗВУКОПОДРАЖАТЕЛЬНАЯ ЛЕКСИКА АНГЛИЙСКОГО ЯЗЫКА С АТИПИЧНЫМ ФОНЕТИЧЕСКИМ РАЗВИТИЕМ

Исследование проводится в рамках лингвистического направления фоносемантики. Целью является проверка гипотезы о наличии причинно-следственной связи между атипичным фонетическим развитием слова и его принадлежностью к звукоизобразительной лексике.

Фоносемантика, звукоподражания, этимология, этимологический класс, денотат, диахрония, Великий сдвиг гласных, фонетическая инерция

Звукоподражательные слова языка нередко демонстрируют отклонение от закономерного фонетического развития. Из-за наличия тесной связи между звуковым обликом слова и характером его денотата возникает явление «фонетической инерции». Специфическая семантика звукоподражаний в ряде случаев не позволяет им свободно следовать фонетическим законам и изменять свою форму вместе с основной массой слов соответсвующего этимологического класса.

Примеры подобного нетипичного фонетического развития встречаются в различных языках мира. Например, Т. Кауфманом было установлено, что в звукоподражательных корнях языка потосино (на территории современной Мексики) не произошло фонетических изменений, характерных для его системы в целом [1]. Так, звуки [c] и [c’] закрепились исключительно в составе звукоподражательных слов, а в других словах повсеместно перешли в [ts]. Также Т. Кауфман отмечает, что звук [s] в XVI в. перешел в [θ], но продолжает встречаться в звукоподражательных словах. Отдельные примеры нетипичного фонетического развития ономатопов встречаются и в английском языке, принадлежащем к индоевропейской языковой семье [2].

Богатая письменная и лексикографическая традиция английского языка позволяет проследить историю звукоподражательных слов с момента их первой письменной фиксации до настоящего времени и установить случаи «атипичного» фонетического развития. С этой целью была исследована вся звукоподражательная лексика (187 слов), приведенная в книге С. В. Воронина «Английские ономатопы» [3]. Рассмотренные слова принадлежат

ко всем пяти классам ономатопов (инстанты, континуанты, фреквентативы, инстанты-континуанты, фреквентативы квазиинстанты-континуанты) [4]. В частности, среди них удалось выявить группу звукоподражаний, не прошедших Великий сдвиг гласных.

Наиболее ярким примером является английское слово ***hoot*** [hu:t] «крик совы, гиканье, крик», принадлежащее к классу континуантов. Согласно БОС[1] оно впервые было зафиксировано в начале XIII в. [5]. Глагол *houten* [hu:ten] изначально имел значение «громко кричать, звать кого-то криком», значение «крик совы» было записано в XV в., однако это не дает основания утверждать, что этого значения у слова ранее не было. В среднеанглийском встречались также написания *huiten* (1300), *hoten* (1350), *houten* (1380), *howten* (1450) [6], [7], которые однозначно указывают на то, что в этих словах был долгий /u:/. В XV в. по аналогии с who, whom и т. п. появилось написание *whoot*, которое согласно БОС стало употребляться как самостоятельное слово. Современное написание (*hoot*) впервые было зафиксировано в начале XVII в. Таким образом, на материале БОС представляется возможным проследить историю слова на протяжении семи веков и отметить, что за это время гласный /u:/ не подвергался никаким фонетическим изменениям, в отличие от других слов того же фонетического класса, которые были вовлечены в процесс Великого сдвига гласных в XIV–XVI вв. В противном случае в современном языке *hoot* имело бы произношение [haut]. Указания на то, что слово *hoot* до начала Великого сдвига гласных имело в произношении долгое закрытое /o:/, отсутствуют (написание через диграф *oo* появилось только в ранненовоанглийский период, когда процесс Великого сдвига гласных уже завершался и произошла окончательная фиксация орфографии, и слово *hoot* получило свое написание по аналогии с такими словами, как *boot*, *shoot* и другими, имевшими в XVII в. произношение с /u:/, развившимся по Великому сдвигу гласных из /o:/). Наличие /u:/ в произношении слова до начала XIV в. также косвенным образом подтверждается при его сравнении со словами ряда языков германской группы, имеющими близкое значение (например, это среднешведское *huta*, норвежское *huta*, средневерхненемецкое *hūzen* и датское *huje*). Долгое /u:/ сохранилось в произношении благодаря своей звукоизобразительной функции. На это, в частности, указывает У. Скит [8]. Он подчеркивает, что именно «экспрессивность» позволила *hoot* сохранить изначальное произношение. В БОС противостояние фонетическим изменениям объясняется тем, что гласный /u:/ является наиболее подходящим для восприятия издалека (для значения «подзывать криком»). Таким образом, можно заключить, что специфический звуковой характер денотата несомненно оказал влияние на сохранение фонетического облика слова на протяжении нескольких столетий.

В английском языке для обозначения крика совы, а также завывания ветра существует еще один (менее употребительный) глагол ***woo*** или, в другом написании, *whoo* [hwu:], который также принадлежит к классу континуантов и имеет те же особенности фонетического развития, что и *hoot*. Впервые данное слово появляется согласно БОС в XVI в. во фразе «whoing like an Owle». *Whoo* не является вариантом *hoot*, это самостоятельное звукоподражание, ограниченное весьма узкой сферой применения. Но так же, как и *hoot*, оно до настоящего времени сохраняет в произношении долгий /u:/.

---

[1] БОС – Большой Оксфордский словарь.

Аналогичную историю имеет слово ***whoop*** «выкрикивать», «кричать», «сильно кашлять», «ухать», у которого зафиксировано два варианта произношения – [(h)wu:p] или [hu:p], а также его вариант *hoop* [hu:p] «гикать», «кричать», «кашлять». *Whoop/hoop* также принадлежит к классу континуантов. Слово впервые фиксируется в середине XIV в. в написании *houpen*. В БОС было отмечено написание *whowpen* (1450). *Whoop/hoop* несомненно является звукоподражанием, на что, в частности, указывает У. Скит. Однако окончательно не установлено, является ли слово исконно английским звукоподражанием или оно возникло на французской почве. Высказывается предположение, что *hoop* произошло от старофранцузского *houper* «вскрикивать, выкрикивать», которое, в свою очередь, тоже является звукоподражанием. Старофранцузское *houper* имело в произношении /u:/ и оно было заимствовано в английский язык до XIV в., из чего можно сделать вывод, что среднеанглийское *houpen* также имело /u:/, которое и сохранилось неизменным до настоящего времени. Если бы слово подчинилось Великому сдвигу гласных, то оно бы произносилось [haup] и имело бы в современном написании *ou*. Таким образом, семантика *whoop* стала причиной отклонения его фонетического развития от ожидаемого. В пользу наличия тесной связи между звуковым обликом данного слова и характером его денотата косвенно говорит тот факт, что у *whoop* имеется два варианта произношения – [(h)wu:p] и [hu:p]. По всей видимости, первый в большей степени относится к значению «кричать», а второй, вследствие своей «хриплости», к значению «кашлять».

Небольшие различия в семантике, по-видимому, послужили причиной существования двух вариантов произношения ***whoosh*** «проноситься со свистом», «производить тихий, шелестящий звук» – [(h)wu:ʃ] и [(h)wʊʃ]. Характер издаваемого звука оказывает влияние на качество гласного в слове. В отдельных случаях слово может получить другое орфографическое оформление (например, *whoo-sh* и *whoo-oo-oo-oo-osh*). Но тот факт, что оба варианта произношения слова приводятся БОС, говорит о том, что [(h)wu:ʃ] и [(h)wʊʃ] не простые окказионально-экспрессивные образования, а скорее уже варианты одного и того же слова, появление которых было вызвано существованием нескольких отличающихся друг от друга денотатов.

Toot [tu:t] «трубить в рог», «гудеть», «дудеть», «реветь (об осле)» – это еще одно звукоподражание, принадлежащее к классу континуантов и демонстрирующее отклонения от закономерного фонетического развития. Впервые оно было зафиксировано в 1510 г. в форме *touten*, и согласно БОС диграф *ou* встречался в написании до середины XVII в., пока не был вытеснен *oo* (как и в случае с *hoot*). Несмотря на отсутствие сведений о слове до начала XVI в., есть все основания полагать, что среднеанглийское слово *touten* и раньше имело в произношении долгое /u:/. К такому выводу можно прийти на основании того факта, что в родственных языках имеются его соответствия со звуком /u/ в корне (это средненижненемецкое *tûten*, немецкое *tuten*) [9]. Так же, как и в случае с *whoop*, не представляется возможным установить, является ли *toot* независимым, исконно английским звукоподражанием, либо звукоподражанием, возникшим в нижненемецком и заимствованным в английский язык, либо звукоподражанием, общим для всех языков германской группы, или же это слово возникло в индоевропейский период. В пользу последнего предположения говорит наличие в русском языке глагола *дудеть*. В словаре М. Фасмера есть

указание на родство русского *дудка*, украинского *дуда*, словенского *dúda* «волынка», чешского *dudy*, с одной стороны, литовского *dūdénti* «дудеть не переставая» и латышского *dudinât* «издавать негромкие звуки», с другой стороны [10]. В этом случае английское *toot* (согласные в котором соответствуют согласным в представленных словах по закону Гримма) не прошло Великого сдвига гласных и сохранило исконное /u:/, поскольку данный гласный наиболее адекватно передает характер своего звукового денотата. Если бы указанные фонетические изменения произошли и среднеанглийское *touten* имело бы /au/ в современном произношении, то нарушилась бы связь между звуковым обликом слова и его денотатом и произошло бы затемнение примарной мотивированности.

Примечателен тот факт, что практически все перечисленные выше примеры (кроме *whoosh*) относятся к одному классу звукоподражательных слов – к тоновым континуантам, общее число которых в выборке составило всего 5 %. Таким образом, выходит, что в этой сравнительно небольшой группе каждое второе слово (4 из 9) показывает отклонения от ожидаемого фонетического развития, тогда как в группе инстант (30 слов) подобных случаев выявлено не было. Вероятно, такая концентрация слов с атипичным фонетическим развитием обусловлена внутренними факторами английского языка. Инстанты имеют в корне краткий гласный, в большинстве случаев это гласный /i/, который, если не удлинялся в открытом слоге, не подвергался никаким фонетическим изменениям. Тоновые континуанты, напротив, все имеют долгий гласный в корне. Великий сдвиг гласных – наиболее масштабное фонетическое изменение английского языка, затронувшее всю систему долгих гласных среднеанглийского периода и нашедшее отражение в письменных памятниках. Поэтому оказалось возможным выявить случаи атипичного фонетического развития у звукоподражательных слов, принадлежащих именно к группе тоновых континуантов.

Рассмотренные примеры указывают на то, что некоторые звукоподражательные слова могут быть устойчивыми к фонетическим изменениям, происходившим в английском языке на протяжении более чем тысячи лет. Однако также наблюдается обратное явление: звукоподражательное слово может изменить свою форму, но вследствие того, что новая звуковая форма перестает соответствовать своему денотату, меняется значение слова. Так, современное английское слово ***creak*** [kri:k] «скрипеть», принадлежащее к классу фреквентативов, до начала Великого сдвига гласных произносилось сначала как [krɛ:k] и имело значение «карканье», «звук, похожий на вороний крик». Потом корневая гласная начала сужаться. В начале XVI в. появляется произношение [kre:k], а к концу XVI в. – [kri:k]. В 1586 г. согласно БОС у слова впервые фиксируется значение «скрип», исходное же значение «карканье» становится частично устаревшим. Для обозначения крика вороны (с XVI в.) начинает употребляться *croak*. Таким образом, *creak*, утратив мотивированную связь со своим денотатом, утратило также и свое исходное значение. В результате изменения звучания произошло полное переосмысление значения, и слово «нашло» себе новый денотат, более соответствующий новому фонетическому облику.

Таким образом, можно говорить о том, что примарно мотивированные слова не всегда подвергаются процессу денатурализации знака. Ряд звукоподражаний в силу тесной связи между фонетическим обликом слова и акустическим характером денотата способен сопротивляться происходящим в языке фонетическим процессам и сохранять следы более ранних этапов существования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kaufman T. Symbolism and change in Sound System of Huastec // Sound Symbolism / Eds.: L. Binton, J. Nickols & J. Ohala. Cambridge, 1994.

2. Бродович О. И. Звукоизобразительность и звуковые законы // Язык. Сознание. Культура. Социум. Саратов: Наука, 2008. С. 485–489.

3. Воронин С. В. Основы фоносемантики. М.: ЛЕНАНД, 2006.

4. Воронин С. В. Английские ономатопы. Фоносемантическая классификация. СПб.: Изд-во Инс-та иностр. языков, 1998.

5. The Oxford Engish Dictionary. Oxford: Oxford Univercity Press, 1989.

6. Chambers Dictionary of Etymology / Ed. by Robert K. Barnhart. New York: Chambers, 2006.

7. Partridge E. An Etymological Dictionary of Modern English. London; New York: Routledge, 2009.

8. Skeat W. W. An Etymological Dictionary of the English Language. Oxford: Clarendon Press, 2006.

9. Kluge F. Etymologisches Wörterbuch der deutschen Sprache / Bearb. von Elmar Seebold. Berlin; New York: Walter de Gruyter, 2002.

10. Фасмер М. Этимологический словарь русского языка: в 4 т. / пер. с нем. и доп. О. Н. Трубачева. М.: Астрель; АСТ, 2009.

M. A. Flaksman

ENGLISH ONOMATOPOEIC VOCABULARY WITH ATYPICAL PHONETIC DEVELOPMENT

Conducted within the scientific field of phonosemantics, the research aims to prove the hypothesis that atypical phonetical development of a word is connected with its onomatopoeic status.

Phonocemantics, onomatopoeia, ethymology. ethymologicl class, denotatum, diachrony, the Great vowel shift, phonetic inertia

Сведения об авторах

Асташенкова Ольга Николаевна
Инженер Центра микроэлектроники и диагностики СПбГЭТУ.
Тел.: +7(921) 763-85-86. E-mail: novaja@mail.ru.

Белградская Елена Валерьевна
Студент гр. 5491 СПб ГЭТУ.
E-mail: VVPutov@mail.ru

Богачев Михаил Игоревич
Докторант кафедры радиотехнических систем СПбГЭТУ, канд. техн. наук, доцент.
Тел.: (812) 346-28-59. E-mail: rogex@mail333.com.

Бутусов Денис Николаевич
Аспирант кафедры систем автоматизированного проектирования СПбГЭТУ.
Тел.: +7(950) 008-71-90. E-mail: d_denorc@mail.ru.

Воронин Алексей Юрьевич
Доцент кафедры управления и информации в технических системах Пятигорского ГТУ, канд. техн. наук.
Тел.: (8793) 39-98-44. E-mail: iraven@yandex.ru.

Воронцов Алексей Геннадиевич
Ведущий инженер отдела электропривода в ОАО «Силовые машины».
Тел.: +7(921) 782-21-23. E-mail: ag.voroncov@gmail.com.

Гагарин Глеб Сергеевич
Аспирант кафедры автоматики и процессов управления СПбГЭТУ.
Тел.: +7(905) 226-00-73. E-mail: glb_g@mail.ru.

Голубев Иван Александрович
Аспирант кафедры вычислительной техники СПбГЭТУ.
Тел.: +7(905) 210-07-80. E-mail: ivan.gromov2@gmail.com.

Громова Ксения Евгеньевна
Аспирантка кафедры радиотехнических систем СПбГЭТУ.
Тел.: +7(951) 689-98-59. E-mail: kseniya.gromowa@yandex.ru

Епифанов Олег Владимирович
Инженер ЗАО ППТФ «ЭЛМА-Ко».
Тел.: +7(921) 868-68-17. E-mail: oleg.epiphanov@gmail.com.

Жуков Савелий Сергеевич
Магистрант кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ.
Тел.: +7(904) 559-84-07. E-mail: saveliy.zhukov@gmail.com.

Зайцев Владимир Сергеевич
Аспирант кафедры управления и информации в технических системах Пятигорского ГТУ.
Тел.: (8793) 39-98-44. E-mail: megavoka@bk.ru.

Захаров Игорь Сергеевич
Доцент кафедры инженерной защиты окружающей среды СПбГЭТУ, канд. техн. наук.
Тел.: (812) 234-90-71. E-mail: Sergeich188@gmail.com.

Звонцов Александр Викторович
Доцент кафедры «Прикладная экономика» СПбГЭТУ, канд. экон. наук.
Тел.: (812) 346-29-20. E-mail: Zvontsov@list.ru.

Зиннуров Руслан Асхатович
Ассистент КазГАСУ, канд. техн. наук.
Тел.: +7(927) 677-13-16. E-mail: zinnurov82@mail.ru.

Казанцева Анна Геннадьевна
Аспирантка кафедры инженерной защиты окружающей среды СПбГЭТУ.
Тел.: (812) 234-90-71. E-mail: kazanutik@mail.ru.

Каплун Дмитрий Ильич
Ассистент кафедры автоматики и процессов управления СПбГЭТУ, канд. техн. наук.
Тел.: +7(921) 655-04-70. E-mail: mitya_kapl@front.ru.

Каюмов Рашит Абдулхакович
Зав. кафедрой сопротивления материалов и основ теории упругости КазГАСУ, д-р физ.-механ. наук, профессор.
Тел.: (843) 510-47-23. E-mail: kayumov@rambler.ru.

Клионский Дмитрий Михайлович
Ассистент кафедры математического обеспечения ЭВМ СПбГЭТУ.
Тел.: +7(911) 950-13-83. E-mail: klio2003@list.ru.

Кузин Максим Евгеньевич
Инженер отдела электропривода в ОАО «Силовые машины».
Тел.:+7(904) 606-58-92. E-mail: Deg-3531@mail.ru.

Липкин Валерий Михайлович
Студент 3-го курса кафедры ТЭПАХСС ГОУ ВПО ЮРГТУ (НПИ).
Тел.: +7(918) 531-164-82. E-mail: syan-08@mail.ru.

Липкин Михаил Семёнович
Доцент кафедры ТЭПАХСС ГОУ ВПО ЮРГТУ (НПИ).
Тел.: +7(988) 538-36-24. E-mail: lipkin@yandex.ru.

Липкин Семен Михайлович
Аспирант кафедры «Автоматика и телемеханика» ГОУ ВПО ЮРГТУ (НПИ).
Тел.: +7(918) 584-77-27. E-mail: commondore.ne@gmail.com.

Лысенко Николай Владимирович
Проректор по учебной работе СПбГЭТУ, д-р техн. наук, профессор.
Тел.: (812) 234-96-61. E-mail: NVLysenko@eltech.ru.

Меркучева Татьяна Владимировна

Ассистент кафедры Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.

Тел.: +7(921)571-51-61. E-mail: merkucheva@gmail.com.

Микеров Александр Геннадьевич

Д-р техн. наук, профессор кафедры систем автоматического управления СПбГЭТУ.

Тел.: +7(911) 710-48-39, E-mail: a.mikerov@ieee.org.

Миненков Дмитрий Владимирович

Инженер кафедры автоматики и процессов управления СПбГЭТУ, аспирант.

Тел.: +7(905) 221-78-33. E-mail: dm.v.minenkov@gmail.com.

Мотиенко Татьяна Александровна

Ведущий программист кафедры синергетики и процессов управления Таганрогского технического института Южного федерального университета.

Тел.: +7(8634) 36-07-07. E-mail: tatyana@motienko.ru.

Нахди Тарек

Аспирант кафедры робототехники и автоматизации производственных систем СПбГЭТУ.

Тел.: +7(921) 377-61-33. E-mail: nahditarek@mail.ru.

Нгуен Кьем Чьен

Аспирант кафедры САУ СПбГЭТУ.

Тел.: +7(952) 373-57-99. E-mail: kiemchien0812@yahoo.com.

Немов Андрей Васильевич

Старший научный сотрудник кафедры радиотехнических систем СПбГЭТУ, канд. техн. наук.

Тел.: +7(951) 680-48-21. E-mail: mcnemov@gmail.com.

Никонов Антон Николаевич

Ассистент кафедры автоматики и процессов управления СПбГЭТУ, аспирант.

Тел.: +7(911) 954-42-04. E-mail: ant.nik.nik@mail.ru.

Онышко Дмитрий Анатольевич

Ассистент кафедры «Автоматика и телемеханика» ГОУ ВПО ЮРГТУ (НПИ).

Тел.: +7(904) 508-43-27. E-mail: onyx2001@rambler.ru.

Паврос Константин Сергеевич

Инженер кафедры электроакустики и ультразвуковой техники СПбГЭТУ.

Тел.: (812) 234-37-26. E-mail: qnet@inbox.ru.

Петриленков Егор Олегович

Студент кафедры вычислительной техники СПбГЭТУ.

Тел.: +7(911) 294-66-13. E-mail: ac.comm.peterlink@gmail.com.

Петров Александр Сергеевич

Начальник лаборатории ОАО «ЦНИИ “Электрон”».

Тел.: +7(921) 913-38-02. E-mail: alexpetrov2001@mail.ru.

Петров Дмитрий Леонидович
Начальник лаборатории «IT в бизнесе» СПбГЭТУ.
Тел.: +7(921) 309-93-52. E-mail: dmitry.petrov@nevesomo.com.

Попов Сергей Дмитриевич
Инженер ОАО «ЦНИИ “Электрон”».
Тел.: +7(921) 325-91-03.

Пронин Михаил Васильевич
Профессор кафедры робототехники и автоматизации производственных систем СПбГЭТУ, д-р техн. наук. Начальник бюро отдела электропривода в ОАО «Силовые машины».
Тел.: +7(921) 305-67-83. E-mail: mpronin1@rambler.ru.

Прушенова Людмила Валерьевна
Аспирантка кафедры автоматики Новосибирского ГТУ.
Тел.: +7(923) 222-56-54. E-mail: prushenova@yandex.ru.

Путов Виктор Владимирович
Зав. кафедрой систем автоматического управления СПбГЭТУ, декан ФЭА, профессор, д-р техн. наук.
Тел.: (812) 234-68-18. E-mail: vvputov@mail.ru.

Пыко Светлана Анатольевна
Доцент кафедры радиотехнических систем СПбГЭТУ, канд. техн. наук.
Тел.: +7(921)799-90-09. E-mail: svet.pyko@gmail.com.

Резунков Андрей Геннадьевич
Директор по работе с системой образования СПбАПРЭ.
Тел.: +7(921) 345-44-56. E-mail: ararog@mail.ru.

Резункова Ольга Петровна
Член-корреспондент РАЕН, канд. биол. наук, член Комиссии Общественного совета Санкт-Петербурга по проблемам развития рынка труда и подготовке кадров.
Тел.: +7(921) 390-18-32. E-mail: ararog@mail.ru.

Решетов Илья Николаевич
Студент кафедры систем автоматизированного проектирования СПбГЭТУ.
Тел.: +7(952) 367-45-57. E-mail: reshetov_in@mail.ru.

Романов Сергей Алексеевич
Студент кафедры автоматики и процессов управления СПбГЭТУ.
Тел.: +7(911) 019-61-89. E-mail: rsa-89@mail.ru.

Рябинина Екатерина Александровна
Ассистент кафедры менеджмента и систем качества СПбГЭТУ, аспирантка.
Тел.: +7(921) 574-33-63. E-mail: nkathrine@mail.ru.

Севостьянов Евгений Николаевич
Аспирант кафедры микроэлектриники СПбГЭТУ.
Тел.: (812) 234 27 57. E-mail: root@post.etu.spb.ru.

Седов Андрей Владимирович
Профессор кафедры «Автоматика и телемеханика» ГОУ ВПО ЮРГТУ (НПИ), д-р техн. наук.
Тел.: +7(928) 178-25-77. E-mail: sedov07@list.ru.

Сидорова Анастасия Александровна
Ассистент кафедры интегрированных компьютерных систем управления Национального исследовательского томского политехнического университета.
Тел.: +7(906) 951-45-90. E-mail: sidorova@tpu.ru.

Смирнова Валерия Николаевна
Инженер ОАО «ЦНИИ “Электрон”».
Тел.: +7(904) 559-42-22.

Соловьев Игорь Сергеевич
Аспирант кафедры систем управления Камчатского ГТУ, младший научный сотрудник Института космофизических исследований и распространения радиоволн ДВО РАН.
Тел.: +7(902) 461-54-77. E-mail: kamigsol@yandex.ru.

Теплякова Александра Викторовна
Инженер кафедры электроакустики и ультразвуковой техники СПбГЭТУ.
Тел.: (812) 234-37-26. E-mail: smaest@mail.ru.

Тюфтяков Дмитрий Юрьевич
Инженер ОАО «Российский институт радионавигации и времени», аспирант кафедры радиотехнических систем СПбГЭТУ.
Тел.: +7(911) 257-41-54. E-mail: tdu@ieee.org.

Узенгер Алексей Андреевич
Доцент Самарского ГТУ, канд. техн. наук.
Тел.: +7(846) 227-93-44. E-mail: uzenger@mail.ru.

Ульяницкий Юрий Дмитриевич
Профессор кафедры радиотехнических систем СПбГЭТУ, канд. техн. наук.
Тел.: +7(921) 943-74-14.

Федяев Артур Александрович
Аспирант кафедры технологии лесопиления и сушки древесины СПбГЛТА им. С. М. Кирова.
Тел.: +7(911) 119-04-36. E-mail art-spb@newmail.ru.

Флаксман Мария Алексеевна
Ассистент кафедры иностранных языков СПбГЭТУ, аспирантка.
Тел.: +7(905) 220-25-19. E-mail: mariaflax@gmail.com.

Цебоев Валерий Владимирович
Инженер АСУ в ООО «Невисс Комплекс».
Тел.: +7(911) 905-00-52. E-mail: val8828@yandex.ru.

Чубинский Анатолий Николаевич
Профессор, зав. кафедрой технологии лесопиления и сушки древесины СПбГЛТА им. С. М. Кирова, д-р техн. наук.
Тел.: (812) 598-08-24. E-mail: a.n.chubinsky@gmail.com.

Швец Иван Михайлович
Инженер АСУП в ЗАО «Фирма Техника».
Тел.: +7(911) 082-61-62. E-mail: shvets_ivan@mail.ru.

Шевченко Сергей Юрьевич
Ассистент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем СПбГЭТУ, канд. техн. наук, доцент.
Тел.: (812) 234-08-14. E-mail: syshevchenko@mail.ru.

Шелудько Виктор Николаевич
Первый проректор СПб СПбГЭТУ, канд. техн. наук, профессор
Тел.: (812) 234-25-39. E-mail: NSheludko@eltech.ru.

Шумаков Александр Александрович
Аспирант кафедры теоретических основ электротехники СПбГЭТУ.
Тел.: +7(911) 891-76-01. E-mail: sandecstp@gmail.com.

Ященко Владимир Владимирович
Доцент кафедры менеджмента и систем качества СПбГЭТУ, канд. техн. наук.
Тел.: (812) 346-47-86. E-mail: berater51@list.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:

● текстовой 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 абзацным 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 фомулой 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 таблице 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

В № 6/2011 Известий СПбГЭТУ на с. 66 пропущен последний абзац в статье Н. Д. Поляхов, И. А. Приходько, Д. Н. Поляхов, И. А. Рубцов, И. В. Швыров «Диагностика состояния электротехнического оборудования»:

Работа выполнена при финансовой поддержке Рособразования, ГК № 539 от 17.05.2010, № ГР 01201060154 в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.