

Запорізький національний технічний університет



Радіоелектроніка Інформатика Управління

2(14)'2005

Науковий журнал

Видається двічі на рік

Зареєстрований **29 січня 2003 року**
Державним комітетом інформаційної політики,
телебачення та радіомовлення України.

Свідоцтво – серія **КВ № 6904**.

Засновник і видавник – *Запорізький національний технічний університет*

Запоріжжя, ЗНТУ
2005

Передплатний індекс – 22914

Журнал «Радіоелектроніка. Інформатика. Управління» видається з 1999 року.

Журнал входить до переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук та фізико-математичних наук за спеціальністю «Радіофізика». Статті, що публікуються в журналі, реферуються в базах даних та РЖ ВІНТІ (Росія) і «Джерело» (Україна)

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор – д.т.н. Потапенко Є. М.

Заст. головного редактора – к.т.н. Дубровін В. І.

Члени редколегії :

д.ф.-м.н. Ахметшин А. М.

д.т.н. Волков О. В.

д.ф.-м.н. Горбань О. М.

д.ф.-м.н. Горр Г. В.

д.т.н. Гостєв В. І.

д.ф.-м.н. Дробахин О. О.

д.ф.-м.н. Ковальов О. М.

д.ф.-м.н. Корніч Г. В.

д.т.н. Павлов О. А.

д.т.н. Піза Д. М.

д.ф.-м.н. Погосов В. В.

д.т.н. Труфанов І. Д.

д.ф.-м.н. Чумаченко В. П.

Редакційно-видавнича рада:

Беліков С. Б., Внуков Ю. М., Піза Д. М., Яримбаш С. Т., Потапенко Є. М., Дубровін В. І., Петруша Ю. П., Флора В. Д., Соболь Ю. О., Дедков М. В., Рибіна Ю. А., Табунщик Г. В., М'ясников М. Л., Богданова Л. Ф., Кобзар Н. М., Федоренко Е. С.

Рекомендовано до видання вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 2 від 31.10.2005 р.

Рукописи проходять незалежне рецензування з залученням провідних фахівців, за результатами якого редакційна колегія приймає рішення про опублікування

Журнал зверстаний редакційно-видавничим відділом
Запорізького національного технічного університету

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ,
редакція журналу «РІУ»

Тел: (0612)63-09-99 – редакційно-видавничий відділ

Факс: (0612)64-21-41

E-mail: rvv@zntu.edu.ua

TQM@zntu.edu.ua

Web-сайт журналу розташований в Internet за адресою: <http://www.zntu.edu.ua/base/news2005/ric.htm>

© 2005 Запорізький національний технічний університет

ЗМІСТ

РАДІОФІЗИКА	7
<i>Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов</i> ПРОЦЕДУРА КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР	7
<i>А. В. Крапивной, В. П. Чумаченко</i> ОПТИМИЗАЦИЯ ЗНАЧЕНИЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ В МЕТОДЕ ОТКРЫТОГО СЛОЯ	12
РАДИОЭЛЕКТРОНИКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ	21
<i>С. П. Гулин</i> УСЛОВИЯ ПРИМЕНИМОСТИ МОДЕЛИ ДИНАМИЧЕСКОГО НАСЫЩЕНИЯ В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА СПЕКТРА ОТКЛИКА НЕЛИНЕЙНЫХ УСТРОЙСТВ	21
<i>М. М. Касьян, К. М. Касьян, В. І. Глушко, В. Ф. Онїщенко</i> ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ДІАГНОСТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ	28
<i>А. С. Тисличенко, В. Н. Михайлин</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ И ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕДНОХЛОРСЕРЕБРЯНОГО ЭЛЕКТРОДА	33
<i>Е. Я. Швец, Е. Н. Киселев</i> РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРИРОВАННЫХ КОМБИНИРОВАННЫХ ДАТЧИКОВ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЙ	37
МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ	43
<i>С. Г. Антощук, А. А. Николенко</i> МЕТОД ПОИСКА ЭКСТРЕМУМА В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ	43
<i>В. И. Дубровин, Н. А. Миронова, В. А. Конопля</i> МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА АНАЛИЗА ИЕРАРХИЙ	47
<i>В. В. Киричевський, С. М. Гребенюк, С. І. Гоменюк, Р. В. Киричевський</i> ЧИСЕЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ НАПРУЖЕНО- ДЕФОРМОВАНОГО СТАНУ ЕЛАСТОМЕРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ СИТ ГРОХОТІВ У САПР «МІРЕЛА+»	53
<i>А. С. Котов, Э. Г. Петров</i> СЦЕНАРИЙ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КОРРЕКТНОСТИ СОВОКУПНОГО ПЛАНА ПРОЕКТА ПРИ ПОМОЩИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ	57
<i>Г. Ф. Кривуля, Е. Е. Сыревич, А. Л. Карасев</i> ВЕРИФИКАЦИЯ МОДЕЛЕЙ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ, ПРЕДСТАВЛЕННЫХ НА ЯЗЫКЕ ОПИСАНИЯ АППАРАТУРЫ	63
<i>А. С. Кулик, О. А. Лученко, О. И. Гавриленко</i> РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ПРЕЦИЗИОННОЙ ОРИЕНТАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА	69
<i>П. М. Павленко, Н. О. Євдокимова</i> ФОРМАЛІЗАЦІЯ ПРОЦЕСУ ПОБУДОВИ ІНТЕГРОВАНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ МОДЕЛЕЙ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ	78
НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ	83
<i>Е. В. Бодянский, Е. А. Винокурова, Н. С. Ламонова, И. П. Плисс</i> АЛГОРИТМ ОБУЧЕНИЯ ВЭЙВЛЕТ-НЕЙРОНА НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАННОГО КРИТЕРИЯ	83
<i>С. А. Качур</i> МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИ НЕЙРОКОМПЬЮТЕРА НА ОСНОВЕ СЕТЕЙ ПЕТРИ КАК АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ	89

<i>В. П. Квасніков, М. С. Руднєва</i> ОПТИМАЛЬНА СТРУКТУРА ІНФОРМАЦІЙНО- ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КООРДИНАТНО- ВИМІРЮВАЛЬНОЇ МАШИНИ	92	<i>І. В. Турченко</i> ПІДХІД ДО НЕЙРОМЕРЕЖЕВОГО УПРАВЛІННЯ ОБ'ЄКТОМ ПРОВІТРЮВАННЯ	95
ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ		102	
<i>С. Г. Антощук, В. Н. Крылов, Е. В. Ткаченко</i> ИЕРАРХИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ВЫДЕЛЕНИЮ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ	102	<i>Н. М. Кораблев, С. Г. Удовенко, Альзин Фирас</i> СОГЛАСОВАНИЕ И КОРРЕКЦИЯ ЭКСПЕРТНЫХ ОЦЕНОК В СИСТЕМАХ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ В УСЛОВИЯХ НЕЧЕТКОЙ ИСХОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ	116
<i>Л. О. Борковська</i> ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ РОЗРОБКИ ПРОГРАМНО-МАТЕМАТИЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ КООРДИНАТНО- ВИМІРЮВАЛЬНИХ МАШИН	106	<i>М. А. Литвиненко, З. А. Никонова, О. Ю. Небестюк</i> К ВОПРОСАМ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ В ОФТАЛЬМОЛОГИИ	121
<i>В. И. Дубровин</i> АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ	111		
ТЕОРІЯ І МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ		124	
<i>В. И. Гостев, Н. Н. Кунах, В. А. Величко</i> О ПОЛНОТЕ ПРАВИЛ НЕЧЕТКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ФАЗЗИ-СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ	124		
КЕРУВАННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ		127	
<i>А. А. Баркалов, Р. Вишневский, К. Н. Ефименко</i> РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПОЗИЦИОННОГО МИКРОПРОГРАММНОГО УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ НА FPGA	127	<i>В. Ф. Кудин, А. В. Торопов</i> АНАЛИТИЧЕСКОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ СУБОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА КОНТУРА СТАБИЛИЗАЦИИ УСИЛИЯ РЕЗАНИЯ С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНОЙ УПРУГОЙ СВЯЗИ	148
<i>А. А. Баркалов, И. Я. Зеленева, В. А. Бойков</i> РЕАЛИЗАЦИЯ НА FPGA МИКРОПРОГРАММНЫХ АВТОМАТОВ МИЛИ, ИНТЕРПРЕТИРУЮЩИХ ВЕРТИКАЛИЗОВАННЫЕ АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ	132	<i>Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха, Е. В. Васильева</i> ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ-2	153
<i>О. В. Заболотный, М. Д. Кошовый, В. А. Заболотный</i> СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ПРОЦЕСОМ ПІДГОТУВАННЯ МАЗУТУ ДО СПАЛЮВАННЯ	137		
<i>В. В. Зиновкин</i> НЕСТАЦИОНАРНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИИ ЭНЕРГОЕМКИХ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ С РЕЗКОПЕРЕМЕННЫМ ХАРАКТЕРОМ НАГРУЗКИ	142		
АВТОРЫ НОМЕРА		159	

РАДІОФІЗИКА

РАДИОФИЗИКА

RADIOPHYSICS

УДК 621.372.2:004.942

Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов

ПРОЦЕДУРА КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СТРУКТУР

Разработаны вычислительные основы процедуры составления и решения интегральных уравнений при квазистатическом моделировании микрополосковых устройств, реализуемых на многослойной подложке. Предложены явные формулы для расчета функций Грина многослойных подложек и коэффициентов матриц систем уравнений, получающихся при алгебраизации интегральных уравнений методом моментов. Для решения систем алгебраических уравнений применено вейвлет-преобразование. Представлены результаты численных расчетов, подтверждающие эффективность разработанной процедуры моделирования.

ВВЕДЕНИЕ

Квазистатическое приближение является эффективным средством моделирования микроволновых микрополосковых устройств, обеспечивая при небольших вычислительных затратах точность расчетов, достаточную для инженерного проектирования [1]. В квазистатическом приближении математические модели элементной базы проектирования микрополосковых устройств составляются по результатам решения краевых задач электростатики. Наблюдающееся в современной микроволновой технике усложнение функций разрабатываемых микрополосковых устройств, использование при их конструировании многослойных подложек и волноведущих микрополосковых структур на комбинациях типов линий ведет к существенному повышению сложности и трудоемкости решения краевых электростатических задач. Поэтому актуальными и важными являются исследования по развитию и совершенствованию методов квазистатического моделирования, повышению их универсальности, снижению вычислительных затрат.

© Карпуков Л. М., Пулов Р. Д., 2005

Эффективным методом решения сложных краевых задач электростатики является метод интегральных уравнений [2–4]. Качественные характеристики алгоритмов, реализуемых на основе метода интегральных уравнений, определяются, во первых, видом используемого для моделирования интегрального уравнения, во вторых, способом составления его ядер, представляющих собой функции Грина рассматриваемых краевых задач, в третьих, методом алгебраизации интегрального уравнения и, в четвертых, алгоритмом решения систем алгебраических уравнений, полученных в процессе алгебраизации.

Целью настоящей работы является совершенствование вычислительной процедуры квазистатического моделирования с разработкой комплекса эффективных и универсальных методов и алгоритмов, обеспечивающих все этапы составления и решения интегральных уравнений электростатики при исследовании многослойных микрополосковых структур.

Следует отметить, что в практике квазистатических расчетов микрополосковых устройств получили распространение две разновидности интегральных уравнений [3, 4]. Интегральное уравнение, используемое в [3], легко составляется с помощью известной функции Грина для свободного пространства, однако оно имеет широкую область определения, включающую в себя поверхность проводников, экранов, границ раздела диэлектрических сред. Область определения интегрального уравнения, используемого в [4], ограничена только поверхностью проводников. Необходимость минимизации размерности вычислительных задач обусловила выбор интегрального уравнения с компактной обла-

стью определения для рассматриваемой ниже процедуры квазистатического моделирования. Составление этого уравнения требует предварительного определения функции Грина подложки моделируемого микрополоскового устройства. В случае многослойной подложки нахождение функции Грина представляет собой сложную задачу. Ее решение существенно упрощается при проведении расчетов в спектральной области [5]. Однако переход от спектральных представлений функций Грина к оригиналам с помощью интегрального преобразования Фурье связан с большим объемом вычислений. В [6] предложен альтернативный метод составления явных зависимостей для функций Грина, основанный на разложении их спектральных представлений в ряды по функциям, оригиналы которых известны. Ниже на основе этого метода составлены формулы, обеспечивающие эффективный расчет явных зависимостей для функций Грина многослойных структур. Эти формулы использованы при алгебраизации интегрального уравнения по методу моментов. С их помощью получены простые и экономичные соотношения для расчета коэффициентов матриц систем алгебраических уравнений. Для повышения эффективности решения систем уравнений большой размерности применено вейвлет-преобразование.

МЕТОД РАСЧЕТА ФУНКЦИЙ ГРИНА МНОГОСЛОЙНЫХ СТРУКТУР

Для квазистатического моделирования в работе используется интегральное уравнение, связывающее потенциал ϕ и поверхностную плотность σ заряда на токонесущих проводниках исследуемой конструкции микрополоскового устройства [4]:

$$\phi(r) = \int_s G(r, r') \sigma(r') dr', \tag{1}$$

где $G(r, r')$ – функция Грина структуры подложки микрополоскового устройства, s – поверхность проводников.

Эффективность моделирования на основе уравнения (1) во многом определяется методом вычисления функций Грина структур подложек, которые в общем случае могут быть многослойными.

Рассмотрим многослойную подложку, составленную из плоскопараллельных слоев изотропного диэлектрика. Расчленим структуру подложки граничными сечениями с шагом h , кратным толщине слоев диэлектрика, как указано на рис. 1, а. Слои структуры, изображенной на рисунке, могут располагаться между диэлектрическими полупространствами с относительными

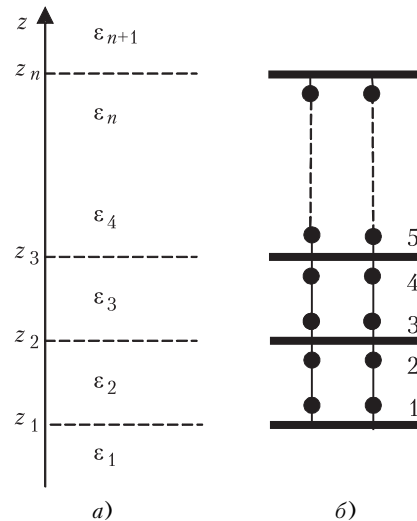


Рисунок 1

ми проницаемостями $\epsilon_1, \epsilon_{n+1}$ или между электрически или магнитными экранами, i -й слой структуры характеризуется относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_i и толщиной h .

Введем декомпозиционную модель исследуемой структуры и представим ее декомпозиционной схемой, изображенной на рис. 1, б [6].

Составим из матриц рассеяния, моделирующих границы раздела диэлектрических слоев, сводную блочно-диагональную матрицу и запишем в спектральной области систему уравнений для комплексных амплитуд отраженных \hat{u}_i^- и падающих \hat{u}_i^+ волн с учетом входных воздействий $\hat{\phi}_i$ в граничных сечениях, отмеченных на рис. 1, б цифрами [6]. Исключим из уравнений амплитуды падающих волн с помощью условий связи для волн в i -м слое:

$$\left. \begin{aligned} \hat{u}_i^+ &= \hat{u}_{i+1}^- e^{-k_z h}, \\ \hat{u}_{i+1}^+ &= \hat{u}_i^- e^{-k_z h}. \end{aligned} \right\} \tag{2}$$

В результате получим математическую модель исследуемой структуры:

$$\hat{U}^- = S \cdot I \cdot e^{-k_z h} \hat{U}^- + T \hat{\Phi}, \tag{3}$$

$$\hat{U}^+ = I \cdot e^{-k_z h} \hat{U}^-. \tag{4}$$

Здесь векторы $\hat{U}^-, \hat{U}^+, \hat{\Phi}$ составлены соответственно из амплитуд отраженных и падающих волн и входных воздействий в граничных сечениях. Матрицы S, T, I имеют блочно-диагональную форму:

$$S = \text{diag} \left(-\Gamma_{12}, \begin{bmatrix} \Gamma_{23} & 1 - \Gamma_{23} \\ 1 + \Gamma_{23} & -\Gamma_{23} \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} \Gamma_{n-1, n} & 1 - \Gamma_{n-1, n} \\ 1 + \Gamma_{n-1, n} & -\Gamma_{n-1, n} \end{bmatrix}, \Gamma_{n, n-1} \right), \Gamma_{ik} = \frac{\epsilon_i - \epsilon_k}{\epsilon_i + \epsilon_k};$$

$$T = \text{diag} \left(T_{12}, \begin{bmatrix} T_{23} & T_{23} \\ T_{23} & T_{23} \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} T_{n-1,n} & T_{n-1,n} \\ T_{n-1,n} & T_{n-1,n} \end{bmatrix}, T_{n,n+1} \right),$$

$$T_{ik} = \frac{2}{\varepsilon_i + \varepsilon_k};$$

$$I = \text{diag} \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \right).$$

Для трехмерных краевых задач $k_z = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$, а Фурье-изображение потенциала $\hat{\varphi}_i \in \hat{\Phi}$ от точечного источника в точке воздействия записывается в виде

$$\hat{\varphi}_i = \exp(jk_x x + jk_y y) / (4\pi^2 \varepsilon_0 2k_z), \quad (5)$$

где ε_0 – диэлектрическая проницаемость свободного пространства, j – мнимая единица.

Для двумерных задач, например, на плоскости yOz :

$$\hat{\varphi}_i = \exp(jk_x x) / (2\pi \varepsilon_0 2k_z), \quad k_z = k_y. \quad (6)$$

Представив решение уравнения (3) в виде ряда по степеням $\exp(-k_z h)$ и объединив его с выражением (4), составим формулу для расчета потенциалов, определяющих спектральные функции Грина в граничных сечениях:

$$\hat{U} = \sum_{n=0}^{\infty} (S \cdot I)^n T \cdot e^{-nk_z h} \hat{\Phi} + I \cdot (S \cdot I)^n T \cdot e^{-(n+1)k_z h} \hat{\Phi}. \quad (7)$$

Осуществив переход на основании данной формулы от спектральных представлений в область оригиналов, получим явную формулу для расчета функций Грина в слоистой среде:

$$U = \sum_{n=0}^{\infty} (S \cdot I)^n T \cdot \Phi(n) + I \cdot (S \cdot I)^n T \cdot \Phi(n+1), \quad (8)$$

где $\varphi_i \in \Phi$ записываются, в соответствии с (5), (6), как

$$\varphi_i(n) = \frac{1}{4\pi \varepsilon_0 \sqrt{r^2 + (nh)^2}}, \quad r = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2} \quad (9)$$

или

$$\varphi_i(n) = \frac{-1}{2\pi \varepsilon_0} \ln \sqrt{\Delta y^2 + (nh)^2}. \quad (10)$$

Здесь Δx , Δy – расстояния между точкой возбуждения и точкой наблюдения по соответствующим осям.

Составление формул вида (8) по декомпозиционным схемам анализируемых структур не вызывает за-

труднений. Например, для однослойной структуры при размещении металлического экрана в сечении z_1 и при источнике поля в сечении z_2 (см. рис. 1) функции Грина определяются формулой:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = T_{23} \sum_{n=0}^{\infty} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \Gamma_{23} & 0 \end{bmatrix}^n \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \Gamma_{23} & 0 \end{bmatrix}^n \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_2(n+1) \end{bmatrix}. \quad (11)$$

При добавлении еще одного слоя:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = T_{23} \sum_{n=0}^{\infty} S_I^n \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_2(n) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + I \cdot S_I^n \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_2(n+1) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где $I = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$, $S_I = S \cdot I = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ \Gamma_{23} & 0 & 0 & 1 - \Gamma_{23} \\ 1 + \Gamma_{23} & 0 & 0 & -\Gamma_{23} \\ 0 & 0 & \Gamma_{34} & 0 \end{bmatrix}$.

В аналогичной форме записываются соотношения для произвольного числа слоев. Для сокращения вычислительных затрат на расчет по этим соотношениям введем для матрицы S_I преобразование подобия [7]. В результате получим следующую расчетную формулу:

$$U = T_q \sum_{n=0}^{\infty} [E \cdot \varphi_q(n) + I \cdot \varphi_q(n+1)] \cdot M \cdot \lambda^n \cdot D_q. \quad (13)$$

Здесь E – единичная матрица; λ – диагональная матрица, составленная из собственных чисел матрицы S_I ; M – модальная матрица, составленная из собственных векторов матрицы S_I ; T_q – коэффициент T_{ik} , определенный для сечения q , где приложено возбуждение φ_q ; D_q – столбец матрицы M^{-1} , соответствующий q -му сечению.

МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ

Алгебраизацию интегрального уравнения (1) произведем методом моментов с представлением результата в виде матричного уравнения [4]:

$$G \cdot \sigma = U, \quad (14)$$

где

$$G_{p,q} = \int_{s_p} \omega_p(r) \int_{s_q} G(r, r') v_q(r') dr' dr,$$

$$U_p = \int_{s_p} w_p(r) \varphi(r) dr.$$

Для сокращения объема вычислений в качестве базисных v_q и весовых w_p функций применим кусочно-постоянные функции при равномерном разбиении поверхности проводников. Расчет коэффициентов $G_{p,q}$ уравнения (14), соответствующих функции Грина в сечении $z = z_p$ структуры подложки на рис. 1, выполним по соотношению (13) с подстановкой вместо φ_q значений интегралов

$$G_q(n) = \iint_{s_p s_q} \varphi_q(n, r, r') dr dr', \quad (15)$$

полученных в аналитическом виде от подынтегральных функций (9), (10).

Матрица уравнения (14) является полностью заполненной, поэтому вычислительная стоимость решения этого уравнения высока, она пропорциональна $O(N^3)$, N – число уравнений.

Эффективным средством снижения вычислительных затрат на решение больших систем уравнений является вейвлет-преобразование, обеспечивающее получение разреженных матриц, стоимость операций с которыми не превышает $O(N^2)$ [8–10].

Уравнение (14) с помощью вейвлет-преобразования записывается в виде:

$$G_W \cdot \sigma_W = U_W, \quad (16)$$

где $G_W = W \cdot G \cdot W^T$, $\sigma_W = W \cdot \sigma$, $U_W = W \cdot U$, W – матрица вейвлет-преобразования, T – знак транспонирования. Решение уравнения определяется как

$$\sigma = W^T \cdot \sigma_W. \quad (17)$$

Для построения матрицы W были использованы вейвлеты Добеши [10]. Генерация вейвлетов осуществлялась с помощью компьютерных программ из [11]. Для примера на рис. 2 представлены значения коэффициентов матрицы вейвлет-преобразования для вейвлетов Добеши с 512 точками дискретизации и 8 моментами.

Дальнейшее повышение разреженности матриц уравнений в процессе вейвлет-преобразования при незначительной потере точности достигается в результате исключения коэффициентов, имеющих малые значения [9].

ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Для проверки эффективности разработанной вычислительной процедуры квазистатического моделирования выполнен расчет параметров микрополосковой линии на однослойной подложке с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4$ и толщиной $h = 1$ мм.

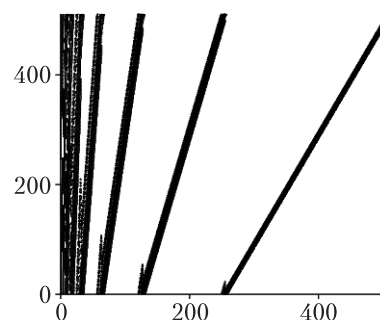


Рисунок 2

В таблице 1 приведены данные о продолжительности расчета эффективной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{эф}$ линии двумя методами А и В. Метод А изложен в [3] и использован в популярной среди разработчиков СВЧ устройств системе проектирования Microwave Office [12]. Метод В предложен в настоящей работе. Расчеты выполнялись на одном и том же компьютере. Сравнивались вычислительные затраты на составление матриц коэффициентов уравнений и их решение методом LU-разложения. Расчеты выполнены при разбиении полоски микрополосковой линии, шириной w , на 16 частей ($N_W = 16$). Отметим, что число разбиений N_W определяет число уравнений в методе В ($N = N_W$). В методе А система уравнений имеет большую размерность из-за необходимости введения дополнительных уравнений относительно вторичных источников на границах раздела диэлектриков. В расчете по методу А половина ширины d подложки была взята равной $5h$ с числом разбиений $N_d = 16$, что соответствовало числу уравнений $N = 48$.

Таблица 1 – Сравнение вычислительной эффективности методов

		Методы		Эффективность А/В
		А	В	
сек.		0,056	0,024	2,33
$w/h = 2$	$\epsilon_{эф}$	3,0751	3,0768	
$w/h = 1$	$\epsilon_{эф}$	2,9208	2,9162	

Как следует из данных, приведенных в таблице, предложенный в работе метод отличается меньшими вычислительными затратами. Отметим, что с увеличением числа слоев подложки преимущества предложенного метода по числу операций возрастает, так как число уравнений в нем не изменяется, а в методе А растет.

В таблице 2 приведены данные о погрешности расчета волнового сопротивления s и эффективной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{эф}$ рассматриваемой микрополосковой линии по формулам (16), (17) с помощью вейвлет-преобразования при отбрасывании коэффициентов, величины которых не превышают 0,1% от макси-

мального коэффициента матриц. За точное решение взяты данные, полученные непосредственно из решения уравнения (14) с помощью метода LU-разложения.

Таблица 2 – Сравнение точности вычислений

Размерность	Погрешность вычисления $\epsilon_{эф}$, %	Погрешность вычисления ρ , %
32	0,0022	0,00001045
64	0,0095	0,00714
128	0,015	0,0029
256	0,022	0,025
512	0,03	0,032
1024	0,075	0,19

На рис. 3 изображена зависимость времени решения системы уравнений в секундах от ее размерности N при решении методом вейвлет-преобразования (кривая 1) и методом LU-разложения (кривая 2).

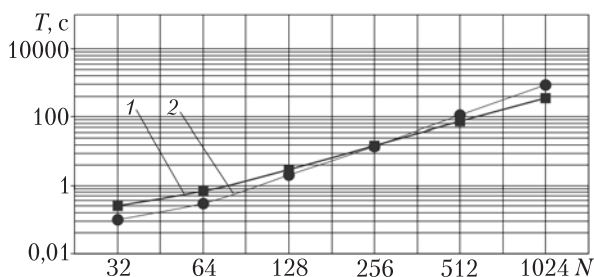


Рисунок 3

Из таблицы 2 видно, что вносимая погрешность метода на основе вейвлет-преобразования, связанная с отбрасыванием малых коэффициентов матриц, возрастает с увеличением размерности матриц, но не превышает 0,2%. В свою очередь из графика следует, что при размерности матриц от 512 и выше применение вейвлет-преобразования обеспечивает существенное снижение вычислительных затрат на моделирование.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны математические основы процедуры квазистатического моделирования микрополосковых устройств, реализуемых на многослойной подложке. Получены новые соотношения для расчета функций Грина многослойных структур подложек и коэффициентов матриц систем уравнений, образующихся при алгебраизации интегрального уравнения по методу моментов. С использованием вейвлетов Добеши осуществлено вейвлет-преобразование системы алгебраических уравнений, обеспечившее получение разреженных мат-

риц и снижение вычислительных затрат на решение систем уравнений большой размерности.

Представлены результаты численных расчетов, подтвердившие эффективность разработанной процедуры квазистатического моделирования. Определены размерности систем уравнений, при которых целесообразно применение рассмотренной разновидности вейвлет-преобразования в расчетах микрополосковых структур.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин, Б. Д. Солганик и др. – К.: Техника, 1990. – 159 с.
2. Миролубов Н. Н. и др. Методы расчета электростатических полей. – М.: Высшая школа, 1963. – 415 с.
3. Bazdar M. B., Djordjević A. R., Harrington R. F. Evaluation of quasi-static matrix parameters for multiconductor transmission lines using Galerkin's method dielectric // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1994. – Vol. 42. – No. 7. – P. 1223–1228.
4. Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 229 с.
5. Bhat V, Koul K. Unified approach to solve a glass of strip and microstrip transmission lines // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1982. – Vol. 30. – No. 5. – P. 679–683.
6. Карпуков Л. М. Построение и анализ декомпозиционных моделей микрополосковых структур // Радиотехника. – 1984. – Т. 27. – № 9. – С. 32–36. (Изв. высш. учеб. заведений).
7. Сигорский В. П. Математический аппарат инженера. – К.: Техника, 1975. – 768 с.
8. Beylkin G., Coifman R., Rokhlin V. Fast Wavelet Transform and Numerical Algorithms. – Commun. Pure Appl. Math. – 1991. – P. 141–183.
9. Wagner R. L., Chew W. C. A Study of Wavelets for the Solution of Electromagnetic Integral Equations. // IEEE Trans. AP. – 1995. – V. 43. – No. 8 – P. 802–810.
10. Daubechies I. Ten Lectures on Wavelets (CBMS-NSF series in Applied Maths #61). Philadelphia: SIAM, 1992.
11. Press W. H., Teukolsky S. A., Vetterling W. T., Flannery B. P. Numerical Recipes in FORTRAN: The Art of Scientific Computing, Second Edition. – New York: Cambridge Univ. Press, 1992.
12. Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 495 с.

Надійшла 21.02.05
Після доробки 8.10.05

Розроблено обчислювальні основи процедури складання і рішення інтегральних рівнянь при квазистатичному моделюванні мікросмужкових пристроїв, реалізованих на багатопшаровій підкладці. Запропоновано явні формули для розрахунку функцій Гріна багатопшарових підкладок і коефіцієнтів матриць систем рівнянь, що виходять при алгебраїзації інтегральних рівнянь методом моментів. Для рішення систем алгебраїчних рівнянь застосовано вейвлет-перетворення. Представлено результати чисельних розрахунків, що підтверджують ефективність розробленої процедури моделювання.

The computational foundations of formation and solving of the integral equations at quasi-static modeling of microstrip devices on a multi-layer substrate are developed. The explicit formulas for computation of Green functions of multi-layer substrates and coefficients of matrices obtained during algebraization of integral equations by a moment method are proposed. The wavelet transformation is utilized for solving systems of the algebraic equations. The results of the numerical calculations proving the efficiency of the developed modeling procedure are submitted.

А. В. Крапивной, В. П. Чумаченко

ОПТИМИЗАЦИЯ ЗНАЧЕНИЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ В МЕТОДЕ ОТКРЫТОГО СЛОЯ

Определен набор внутренних параметров метода открытого слоя, которые существенно влияют на расчет характеристик рассеяния электромагнитных волн на выпуклых цилиндрах со сложным контуром поперечного сечения и проведено исследование влияния этих величин на конечные результаты. Полученные данные позволяют определить критерии подбора значений этих параметров в зависимости от геометрии задачи.

ВВЕДЕНИЕ

Некоторое время назад одним из авторов был предложен [1] новый подход к решению задачи рассеяния электромагнитных волн на идеально проводящих цилиндрах со сложным выпуклым контуром поперечного сечения, названный методом открытого слоя (ОС). Он является логическим развитием метода произведения областей (ПО) [2]. Затем этот метод был модифицирован и применен к рассеянию на импедансных цилиндрах [3, 4]. Несмотря на то, что метод ОС является приближенным в виду замены стандартного условия излучения на бесконечности условием на фиктивной конечной поверхности, окружающей рассеивающий цилиндр, он является достаточно эффективным при анализе дифракции волн и на многоугольных цилиндрах. Причем он дает хорошие результаты и в высокочастотной области.

Вместе с тем качество результатов, получаемых при помощи метода ОС, существенно зависит от ряда геометрических параметров, которые являются внутренними для математической модели и не определяются сразу из начальных условий задачи. Таковыми являются толщина открытого слоя, радиусы закруглений острых кромок, радиусы кривизны боковых сторон ячеек, на которые делится открытый слой и число элементов, на которые делится каждое прямолинейное ребро или дуга контура поперечного сечения рассеивающего цилиндра.

В данной работе дано краткое описание метода ОС и проведено исследование влияния указанных величин на точность результатов рассеяния по методу открытого слоя.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Рассмотрим задачу рассеяния электромагнитных волн на цилиндре, часть контура которого изображена на рис. 1, а. Граница его поперечного сечения состоит из N частей: прямолинейных отрезков и дуг окружностей. В число таких элементов могут быть также включены дуги эллипсов. Все острые углы контура закругляются дугами окружностей малого радиуса R_j . Цилиндр возбуждается плоской электромагнитной волной с z -компонентой вида:

$$u_0(x, y) = \exp[ik(x \cos \alpha + y \sin \alpha)]; \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (1)$$

В равенстве (1) α – угол падения первичной волны по отношению к оси Ox основной системы координат (x, y, z) ; λ – длина падающей волны. Зависимость от времени выбираем в виде $\exp(i\omega t)$ и опускаем.

У поверхности рассеивающего цилиндра выделяем слой толщиной 2Δ и делим его на перекрывающиеся ячейки. На рис. 1, б, j -я ячейка, прилегающая к дуге окружности $M_j M_{j+1}$ радиуса R_j , представляется в виде общей части (произведения) четырех областей, которые определены неравенствами:

$$\rho_j > R_j; \quad \rho_j^{(1)} > d_j^{(1)}; \quad \rho_j^{(2)} > d_j^{(2)} \quad \text{и} \quad \rho_j < R_j + 2\Delta, \quad (2)$$

где (ρ_j, φ_j) , $(\rho_j^{(1)}, \varphi_j^{(1)})$ и $(\rho_j^{(2)}, \varphi_j^{(2)})$ – вспомогательные полярные системы координат с центрами в точках O_j , $O_j^{(1)}$ и $O_j^{(2)}$ соответственно.

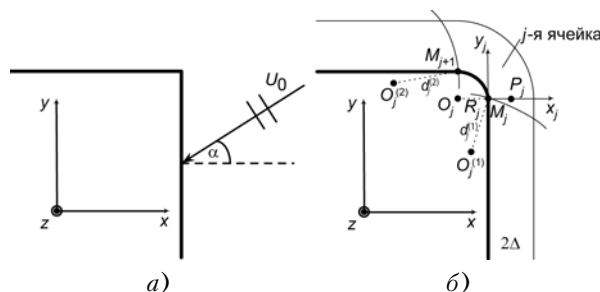


Рисунок 1

Внутри этой ячейки, в соответствии с [1], мы записываем z -компоненту рассеянного поля как сумму

$$u_j = A^{(j)} H_0^{(2)}(k\rho_j^{(1)}) + B^{(j)} H_0^{(2)}(k\rho_j^{(2)}) + \sum_{n=0}^{N_j} D_n^{(j)} R_n^{(j)} \cos \frac{n\pi y_j}{L_j}, \quad (3)$$

где $H_0^{(2)}(t)$ – функция Ханкеля второго рода; L_j – длина j -го элемента контура поперечного сечения цилиндра;

$$R_n^{(j)} = \begin{cases} (\exp)(-\gamma_n^{(j)} x_j) \text{ для прямолинейного} \\ \text{элемента } R_j = \infty, \\ \frac{H_{K_{j,n}}^{(2)}(k\rho_j)}{H_{K_{j,n}}(kR_j)} \text{ для криволинейного элемента,} \end{cases}$$

$K_j = \frac{\pi}{\beta_j}$; β_j – угол $M_j O_j M_{j+1}$; $\gamma_n^{(j)} = \sqrt{(n\pi/L_j)^2 - k^2}$; N_j – число усечения суммы; (x_j, y_j) – декартова система координат, связанная с точкой M_j ; $A^{(j)}$, $B^{(j)}$, $D_n^{(j)}$ – искомые коэффициенты разложения поля.

Здесь первые два слагаемых соответствуют областям, связанным с боковыми дугами а последняя сумма соответствует дуге $M_j M_{j+1}$.

Вдоль дуги $M_j M_{j+1}$, полное поле $u = u_0 + u_j$ должно удовлетворять в общем случае импедансному условию

$$\frac{\partial u}{\partial n} = ik\zeta u, \quad (4)$$

где $\frac{\partial}{\partial n}^*$ – производная по внешней нормали;

$$\zeta = \begin{cases} \eta \text{ для } H\text{-поляризации,} \\ \frac{1}{\eta} \text{ для } E\text{-поляризации;} \end{cases} \quad (5)$$

η – нормированный поверхностный импеданс цилиндра. Если рассеивающий цилиндр идеально проводящий, то условие (4) автоматически преобразуется в идеальное граничное условие в соответствии с выбранной поляризацией падающей волны.

Учитывая это условие, а также ортогональность тригонометрических функций, мы получим

$$D_N^{(j)} = \alpha_n^{(j)} A^{(j)} + b_n^{(j)} B^{(j)} + c_n^{(j)}, \quad j = \overline{1, N}, \quad n = \overline{0, N_j}, \quad (6)$$

где $\alpha_n^{(j)}$, $b_n^{(j)}$, $c_n^{(j)}$ известные величины (различные для ТМ- и ТЕ-плоскостей). В точках P_j ($x_j = \Delta$, $y_j = 0$, $j = \overline{1, N}$), слагаемые u_{j-1} и u_j , и их производные в направлении вдоль поверхности должны быть непрерывны:

$$u_j|_{P_{j+1}} = u_{j+1}|_{P_{j+1}}; \quad \frac{\partial u_j}{\partial y_j}|_{P_{j+1}} = \frac{\partial u_{j+1}}{\partial y_{j+1}}|_{P_{j+1}}. \quad (7)$$

Эти уравнения связывают поля в соседних ячейках. После подстановки в них выражения $D_n^{(j)}$ из уравнений (6), возникает система из $2N$ линейных алгебраических уравнений относительно $A^{(j)}$ и $B^{(j)}$, которая обладает простой разреженной матрицей.

Зная значение поля на поверхности цилиндра, рассеянное поле может быть получено из выражения:

$$u_s = -\int_L \left(G(\vec{r}, \vec{r}') \frac{\partial}{\partial n'} u(\vec{r}') - u(\vec{r}') \frac{\partial}{\partial n'} G(\vec{r}, \vec{r}') \right) dl', \quad (8)$$

где $G(\vec{r}, \vec{r}') = -\frac{i}{4} H_0^{(2)}(k|\vec{r} - \vec{r}'|)$ – функция Грина, L – контур, совпадающий с границей поперечного сечения цилиндра и \vec{r}' – радиус-вектор, описывающий контур интегрирования.

Таким образом, построенная методом ОС математическая модель рассматриваемого цилиндра содержит такие параметры, как толщина поверхностного слоя 2Δ , величины радиусов дополнительных боковых дуг $d_j^{(k)}$, разделяющих слой на перекрывающиеся ячейки, величины радиусов R_j закруглений острых углов в контуре поперечного сечения и число частей N , на которые делится каждый элемент этого контура.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Для исследования допустимых значений указанных выше геометрических параметров был проведен расчет бистатического поперечника обратного рассеяния δ электромагнитной волны на импедансных цилиндрах квадратного и треугольного сечений при разных значениях угла падения первичной волны. Квадратный цилиндр имеет ребро $l = \lambda$ и импеданс $\eta = 4$, а у треугольного все стороны равны $l = \frac{1}{2}\lambda$ и импеданс $\eta = 2 + 2i$. Оба цилиндра возбуждаются плоской E -поляризованной волной. Для максимального уменьшения областей перекрытия ячеек, углы между основной и дополнительными системами координат выбирались близкими к 90° : $\angle O_j M_j O_j^{(k)} = \frac{22}{45}\pi$.

Полученные результаты сравнивались с эталонными, в качестве которых использовались данные, полученные в работе [5] методом моментов (табл. 1). Оценивался корень суммы квадратов отклонений полученных значений σ от эталонных $\sigma^{эТ}$:

$$\varepsilon = \sqrt{\sum_{i=1}^5 (\sigma - \sigma^{эТ})^2}.$$

Таблица 1

Квадратный цилиндр					
угол падения, град.	9	54	89	121	146
$\sigma^{\text{ЭТ}}$	-26,7521	-12,3379	3,6589	-26,6755	-25,9548
Треугольный цилиндр					
угол падения, град.	0	30	150	295	356
$\sigma^{\text{ЭТ}}$	-7,3394	-13,0425	-14,8162	-9,1416	-9,4469

Величины оцениваемых геометрических параметров устанавливались в единицах длины ребер поперечного сечения цилиндров. Толщина слоя Δ выбиралась в диапазоне от $0,05l$ до $0,2l$ с шагом $0,05l$; радиусы закруглений R_j – в диапазоне от $0,01l$ до $0,05l$ с шагом $0,01l$; радиусы боковых дуг $d_j^{(k)}$ – в диапазоне от $0,1l$ до $0,45l$ с шагом $0,05l$. Расчеты проводились при условии, что каждая сторона поперечного сечения цилиндра представляет собой один элемент, а также при условии дробления каждой стороны пополам. В первом случае поверхностный слой у квадратного цилиндра разбивается на 8 ячеек: 4 прямолинейных и 4 дуговых, а у треугольного цилиндра – на 6 ячеек: 3 прямолинейных и 3 дуговых. Во втором случае разбиение поверхностного слоя было таким: 12 ячеек, из которых 8 прямолинейных, для квадратного цилиндра и 9 ячеек для треугольного цилиндра, 6 из которых прямолинейные.

Результаты исследования представлены на рис. 2 и 3.

Для обоих цилиндров наилучшие результаты получаются если каждое ребро поперечного сечения делится на два элемента, а остальные геометрические параметры принимают начальные значения в своем диапазоне. Следует отметить, что при любой форме поперечного сечения цилиндра значения бистатистического поперечника σ не зависят от радиусов закруглений острых кромок R_j из выбранного диапазона. Можно полагать, что такая закономерность будет соблюдаться, пока радиус закругления R_j будет меньше размера линейного элемента слоя l на порядок.

Интересной особенностью рассеяния на треугольном цилиндре является то, что для получения конечного результата значение радиуса боковых дуг ячеек $d_j^{(k)}$ достаточно выбрать равным $0,1l$ независимо от значений других параметров. При увеличении $d_j^{(k)}$ отклонение σ от эталонного $\sigma^{\text{ЭТ}}$ резко возрастает. При рассеянии на квадратном цилиндре оптимальным значением $d_j^{(k)}$ является $0,25l \sim 0,3l$ для широких интервалов значений других геометрических параметров.

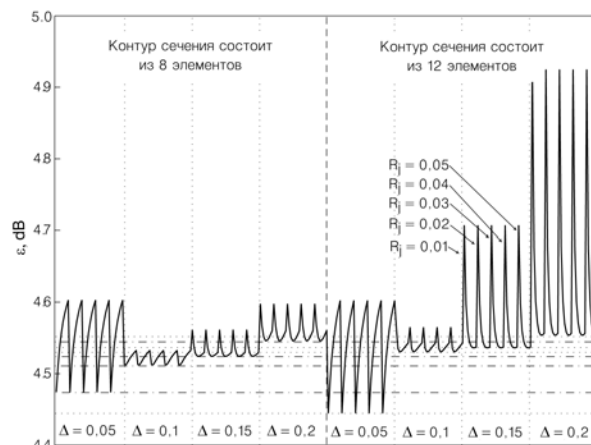


Рисунок 2 – Результаты исследования для квадратного цилиндра

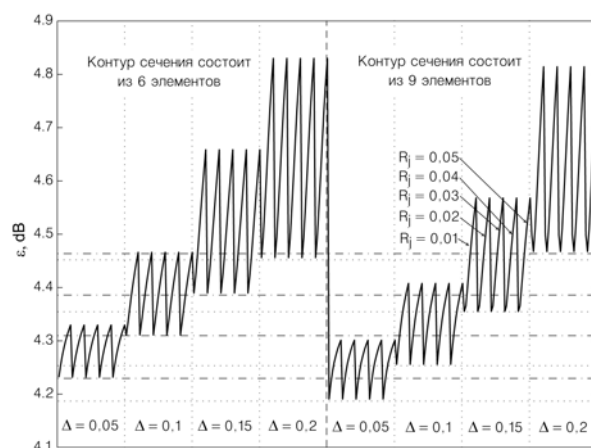


Рисунок 3 – Результаты исследования для треугольного цилиндра

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе проведено исследование влияния величин внутренних геометрических параметров метода открытого слоя на расчетные значения характеристик рассеяния электромагнитных волн на выпуклых телах со сложным контуром поперечного сечения. Полученные результаты позволяют определить критерии подбора значений этих параметров в зависимости от геометрии задачи. Однако необходимы дополнительные исследования, связанные с оптимизацией представлений поля в ячейках открытого слоя.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Chumachenko V. P. An Open-cell Layer Approach for Scattering and Radiation // Microwave and Optical Technology Letters. – Vol. 37. – June 2003. – P. 444–447.
2. Chumachenko V. P. Domain-Product Technique Solution for the Problem of Electromagnetic Scattering from Multi-

- angular Composite Cylinders // IEEE Trans. Antennas Propagat. – Vol. AP-51. – Oct. 2003. – P. 2845–2851.
3. Chumachenko V. P., Kravynnyy A. V. Open-cell Layer Approach for Scattering on the Impedance Cylinder // Proceedings of 2004 Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory, Dnepropetrovsk, Ukraine. – September 14–17, 2004. – P. 577–579.
 4. Крапивной А. В., Чумаченко В. П. Применение метода открытого слоя к расчету рассеяния электромагнитных волн на импедансных цилиндрах // Радиоэлектроника, информатика, управление. – 2005. – № 1. – С. 9–13.
 5. Jin J. M., Volakis J. L, and Lièpa V. V. A Comparative Study of the OSRC Approach in Electromagnetic Scattering // IEEE Trans. Antennas and Propagation. – Vol. AP-37. – Jan. 1989. – P. 118–124.

Надійшла 13.09.05

Визначений набір внутрішніх параметрів методу відкритого шару, які суттєво впливають на розрахунок характеристик розсіювання електромагнітних хвиль на

опуклих циліндрах зі складним контуром поперечного перерізу і проведено дослідження впливу цих величин на кінцеві результати. Отримані дані дозволяють визначити критерії підбору значень цих параметрів в залежності від геометрії задачі.

In the paper the set of inner parameters the open-cell layer approach has been defined. Those parameters essentially effect on the calculation of characteristics of the electromagnetic waves scattered from convex cylinders with combined cross-section contours. The analysis of the influence of these variables on the final results is carried out. Obtained data allow to define the selection criterions for the parameters under study depending on initial geometry of the structure.

УДК 537.8:621.372.8

А. О. Місюра, В. М. Онуфрієнко, О. В. Крапивний

ФРАКТАЛЬНІ ВЛАСТИВОСТІ ПРЯМОКУТНОГО ХВИЛЕВОДУ З МЕТАМАТЕРІАЛЬНОЮ ПЛАСТИНОЮ

Наведено результати дослідження фрактальних властивостей поверхневого імпедансу у прямокутному хвилеводі з метаматеріальною пластиною. Для знаходження α -характеристик компонент поля у наведеному середовищі використаний апарат дробового інтегро-диференціювання. Визначена залежність поверхневого імпедансу від величини скейлінгового показника, що характеризує ступінь фрактальності магнітоді-електричної пластини.

ВСТУП

Метаматеріали, широко відомі як штучно структуровані середовища з незвичайними електромагнітними властивостями, що визначаються елементами їх внутрішньої структури, розташовані за заданою схемою на мікроскопічному рівні та заміщають атоми або молекули природно існуючих матеріалів, є новою парадигмою у фізиці та інженерії [1–10]. Їх можна віднести до класу однорідних середовищ з зануреними у них фрактальними неоднорідностями, що характеризуються одночасно від'ємними еквівалентними параметрами ϵ , μ ; від'ємним показником заломлення n та дробовим показником фрактальності α . Для них запропоновано кілька термінологічних назв типу «належних до лівої системи координат» середовищ, середовища «з від'ємним показником заломлення» [1–3], «поворотні середовища» (BW середовища) [4], «двічі від'ємні (DNG)» метаматеріали [5], «від'ємно-показникові середовища (NIM)» [6].

© Місюра А. О., Онуфрієнко В. М., Крапивний О. В., 2005

Дослідженню та конструюванню метаматеріалів присвячено велику кількість робіт. Так, у 1968 р. В. Веселаго теоретично досліджував розповсюдження плоскої хвилі у матеріалі з одночасно від'ємними діелектричною та магнітною проникностями [1]. Його теоретичне дослідження показало, що для монохроматичної однорідної плоскої хвилі у такому середовищі напрямок вектора Пойнтинга антипаралельний до напрямку фазової швидкості, всупереч випадку розповсюдження плоскої хвилі у звичайних середовищах. У 1996 р. Д. Сміт та ін. сконструювали таке складне середовище для мікрохвильового режиму та експериментально продемонстрували наявність аномальної рефракції у цьому середовищі [2]. Припущення Д. Пендрі про можливість комплексних середовищ з від'ємним показником заломлення [3] уловлювати та «перефокусувати» еванесцентні хвилі (загасаючі хвилі, що містять велику кількість інформації про мікроскопічну структуру об'єкту) призвело до конструювання так званих «суперлінз». У 2003 р. групою Цанга експериментально доведено, що у такому середовищі виникає процес збудження поверхневих хвиль, відомих також, як «поверхневі плазмони», що підсилює та відновлює еванесцентні хвилі [6]. А. Грбик та Д. Елефтеріандес розробили аналоговий метаматеріал на основі ланцюгів електропередачі, що складаються з комірок послідовно з'єднаних індуктивностей та паралельно з'єднаних конденсаторів. Використання такого матеріалу ними було проведено пе-

рефокусовку компонент ближнього поля на частоті 1,057 ГГц [7]. Групою російських вчених проведено дослідження розсіювальних та відбивальних властивостей плазми як різновиду метаматеріалу [8]. У [9, 10] Н. Енгета також повідомляє про явища аномальної рефракції на межі розглядуваних середовищ, що створюється спеціальними топологічно конфігурованими елементами, яке може бути використаним у проектуванні нових технічних пристроїв, компонентів та вузлів таких, наприклад, як фазовий коректор. Інші потенціально застосування пов'язані з ідеєю створення компактних напівхвильових ендовібраторів у метаматеріальних середовищах.

Подальше дослідження властивостей метаматеріалів та електромагнітних хвиль, що випромінюються або поширюються у таких штучних середовищах, уявляється нам можливим за допомогою залучення особливого математичного апарату – дробового інтегро-диференціювання.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

У постановці задачі використаємо інтегро-диференціальну модель взаємодії електромагнітного поля з геометрично фрактальними поверхнями, яка базується на введенні у розгляд α -характеристик поля [11]. За такого підходу поведінку компонент $u(z, \xi_i)$ плоскої електромагнітної хвилі у середовищі з фрактальними властивостями її фізичних параметрів ξ_i (наприклад, проникностей, провідностей і т. ін.) опишемо дробовим диферінтегралом

$$u^\alpha(z, \xi_i) = {}_a D_z^\alpha ({}_a D_z^\alpha u^\alpha)(z, \xi_i) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \cdot \int_a^z \frac{({}_a D_{z'}^\alpha u^\alpha)(z', \xi_i)}{(z - z')^{1-\alpha}} dz,$$

де $\Gamma(\alpha)$ – гамма-функція Ейлера, α – скейлінговий показник, $({}_a D_z^\alpha u^\alpha)(z, \xi_i)$ задовольняє рівняння Гельмгольца

$$\nabla^2 ({}_a D_z^\alpha u^\alpha)(z, \xi_i) + k^2 ({}_a D_z^\alpha u^\alpha)(z, \xi_i) = 0$$

з крайовими умовами на плоскому контурі Γ

$$\sum_{m=1}^2 C_m ({}_a D_z^{\alpha_m} u^\alpha)(z|_\Gamma, \xi_i) = g(M), \quad M \in \Gamma.$$

У [11] показано, що хвильовий опір W_2 магнітодіелектричного середовища, що характеризує зв'язок між векторами електричного та магнітного полів в ідеальному середовищі, у середовищі з фрактальними властивостями перетворюється в

$$W_2^\beta = W_2(jkl)^\alpha, \quad (1)$$

де $W_2 = \sqrt{\mu_2/\epsilon_2}$ – хвильовий опір ідеального середовища, $k = \omega \cdot \sqrt{\epsilon_2 \cdot \mu_2}$ – стала розповсюдження, l^α – множник вирівнювання розмірностей.

Відзначено, що за допомогою W_2^α та варіювання дійсного скейлінгового показника можна описувати ідеальне середовище з фрактальними властивостями або випадок відбиття хвиль від металізованої фрактальної межі розділу середовищ [12].

Застосуємо наведений підхід до аналізу поверхневого імпедансу, що виникає на поверхні метаматеріальної пластини у прямокутному хвильоводі (рис. 1).

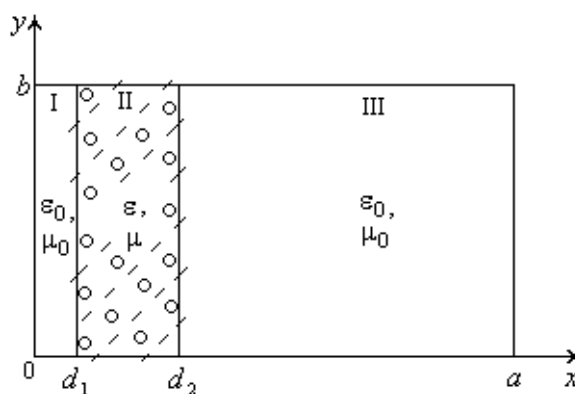


Рисунок 1 – Прямокутний хвильовід з метаматеріальною пластинною

Область I ($0 < x < d_1$), як і область III ($d_2 < x < a$), являє собою повітряний зазор з параметрами ϵ_0, μ_0 . Магнітодіелектрична пластинна займає область II ($d_1 < x < d_2$) і описується діелектричною проникністю ϵ , магнітною проникністю μ і скейлінговим показником α , що характеризує ступінь фрактальності наповнювача.

ПОВЕРХНЕВИЙ ІМПЕДАНС МЕЖІ ФРАКТАЛЬНОЇ ПЛАСТИНИ

При відсутності залежності від координати y поля у першій та третій областях згідно [13] розглядаються у класичному вигляді, а у другій – у вигляді α -характеристик компонент поля [14, 15].

1. Область I

$$E_{y1}(x, z) = \sin(h_1 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_1 \cdot z};$$

$$H_{z1}(x, z) = (j/W_0) \cdot \cos(h_1 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_1 \cdot z}. \quad (2)$$

2. Область II

Запишемо вираз для α -характеристик компонент поля

$$({}_x D_{-\infty}^{\alpha} E_{y2}^{(\alpha)})(x, z) = A \cdot \sin(h_2 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_2 \cdot z} + B \cdot \cos(h_2 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_2 \cdot z};$$

$$({}_x D_{-\infty}^{\alpha} H_{z2}^{(\alpha)})(x, z) = -\frac{j}{W_{2(2)}} \cdot \sin(h_2 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_2 \cdot z} + \frac{j}{W_{2(1)}} \cdot A \cdot \cos(h_2 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_2 \cdot z}.$$

Відновлені з α -характеристик (шляхом інтегро-диференціювання власних функцій [12, 15]) компоненти електромагнітного поля мають вигляд

$$\begin{aligned} E_{y2}^{(\alpha)}(x, z) &= \\ &= \left[\frac{B}{(h_2 \cdot d_1)^{\alpha}} \cdot \sin\left(\alpha \cdot \pi/2\right) + \frac{A}{(h_2 \cdot d_1)^{\alpha}} \cdot \cos\left(\alpha \cdot \pi/2\right) \right] \times \\ &\quad \times \sin(h_2 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_2 \cdot z} + \\ &+ \left[\frac{B}{(h_2 \cdot d_1)^{\alpha}} \cdot \cos\left(\alpha \cdot \pi/2\right) - \frac{A}{(h_2 \cdot d_1)^{\alpha}} \cdot \sin\left(\alpha \cdot \pi/2\right) \right] \times \\ &\quad \times \cos(h_2 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_2 \cdot z}; \\ H_{z2}^{(\alpha)}(x, z) &= -\frac{j}{W_{2(2)}^{(\alpha)}} \cdot \sin(h_2 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_2 \cdot z} + \\ &+ \frac{j}{W_{2(1)}^{(\alpha)}} \cdot \cos(h_2 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k'_2 \cdot z}. \end{aligned} \quad (3)$$

3. Область III

$$E_{y3}(x, z) = C \cdot \sin[h_3 \cdot (a - x)] \cdot e^{-j \cdot k'_3 \cdot z};$$

$$H_{z1}(x, z) = -(j \cdot C / W_0) \cdot \cos[h_3 \cdot (a - x)] \cdot e^{-j \cdot k'_3 \cdot z}. \quad (4)$$

У (2)–(4) позначено: $W_0 = \omega \cdot \mu_0 / h_1$ – характеристичний опір I та III областей; $W_2 = W_0 \cdot \mu \cdot h_1 / h_2$ – характеристичний опір магнітодіелектричного середовища; $h_1 = h_3$ – коефіцієнт фази плоскої хвилі у повітрі; h_2 – коефіцієнт фази плоскої хвилі у пластині; ϵ_0, μ_0 – відповідно електрична та магнітна стала; ϵ, μ – відповідно діелектрична та магнітна проникність; ω – кругова частота; $k'_1 = k'_3 = \sqrt{\omega^2 \cdot \epsilon_0 \cdot \mu_0 - h_1^2}$ – стала поширення плоскої хвилі у повітрі; $k'_2 = \sqrt{\omega^2 \cdot \epsilon \cdot \mu - h_2^2}$ – стала поширення плоскої хвилі у пластині;

$$\begin{aligned} A &= \frac{h_1 \cdot \mu}{h_2} \cdot \cos(h_1 \cdot d_1) \cdot \cos(h_2 \cdot d_1) + \\ &+ \sin(h_1 \cdot d_1) \cdot \sin(h_1 \cdot d_1); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B &= -\frac{h_1 \cdot \mu}{h_2} \cdot \cos(h_1 \cdot d_1) \cdot \sin(h_2 \cdot d_1) + \\ &+ \sin(h_1 \cdot d_1) \cdot \cos(h_1 \cdot d_1) \end{aligned}$$

– амплітуди поля, що визначаються з граничних умов для складових E_y і ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} E_y^{(\alpha)}$, H_z і ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} H_z^{(\alpha)}$, коли $x = d_1$; $C = \frac{A \cdot \sin(h_2 \cdot d_2) + B \cdot \cos(h_2 \cdot d_2)}{\sin(h_1(a - d_2))}$ – амплітуда поля, що визначається з граничних умов для складових E_y і ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} E_y^{(\alpha)}$, H_z і ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} H_z^{(\alpha)}$, коли $x = d_2$.

$$\begin{aligned} \frac{1}{W_{2(1)}} &= \frac{A}{W_2}, \quad \frac{1}{W_{2(1)}} = \frac{B}{W_2}; \\ \frac{1}{W_{2(1)}^{(\alpha)}} &= \frac{1}{W_{2(2)} \cdot (h_2 \cdot d_1)^{\alpha}} \cdot \sin(\alpha \cdot \pi/2) + \\ &+ \frac{1}{W_{2(1)} \cdot (h_2 \cdot d_1)^{\alpha}} \cdot \cos(\alpha \cdot \pi/2); \\ \frac{1}{W_{2(2)}^{(\alpha)}} &= \frac{1}{W_{2(2)} \cdot (h_2 \cdot d_1)^{\alpha}} \cdot \cos(\alpha \cdot \pi/2) - \\ &- \frac{1}{W_{2(1)} \cdot (h_2 \cdot d_1)^{\alpha}} \cdot \sin(\alpha \cdot \pi/2). \end{aligned} \quad (5)$$

У (5) $W_{2(1)}^{(\alpha)}, W_{2(2)}^{(\alpha)}$ – складові поверхневого імпедансу, що виникає на межі метаматеріального середовища за рахунок існування у ньому фрактальних неоднорідностей. Відмітимо, що у класичному випадку, коли $\alpha = 0$, $W_{2(1)}^{(\alpha)} = W_{2(1)}$ та $W_{2(2)}^{(\alpha)} = W_{2(2)}$.

Застосуванням крайових умов Шукіна-Леонтовича $[\vec{n}, \vec{E}^{(\alpha)}] + W_{\text{пов.}}^{(\alpha)} \cdot [\vec{n}, [\vec{n}, \vec{n}, \vec{H}^{(\alpha)}]]|_{\Gamma} = \vec{f}$, (\vec{f} – заданий вектор, \vec{n} – зовнішня нормаль на поверхні Γ , $W_{\text{пов.}}^{(\alpha)}$ – поверхневий фрактальний імпеданс) отримаємо вираз для $W_{\text{пов.}}^{(\alpha)}$, що враховує поглинання електромагнітної хвилі у досліджуваній структурі

$$\begin{aligned} W_{\text{пов.}}^{(\alpha)} &= -\frac{E_{y2}^{(\alpha)}}{H_{z2}^{(\alpha)}} \Big|_{x=d_1} = \\ &= -j \cdot W_2 \cdot \frac{(1/W_{2(1)}^{(\alpha)}) \cdot \text{tg}(h_2 \cdot d_1) + (1/W_{2(2)}^{(\alpha)})}{(1/W_{2(2)}^{(\alpha)}) \cdot \text{tg}(h_2 \cdot d_1) + (1/W_{2(1)}^{(\alpha)})}. \end{aligned} \quad (6)$$

Подальший аналіз зводиться до чисельного знаходження коефіцієнта h_1 , нормованого до величини повітряного зазору d_1/a , з трансцендентного рівняння, отриманого з граничних умов (збереження неперервності компонент H_z і ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} H_z^{(\alpha)}$, коли $x = d_2$, [15]).

А потім обчислюємо і всі інші параметри, що входять до хвильових рівнянь.

ЧИСЕЛЬНІ РЕЗУЛЬТАТИ

Використанням рівняння (6), чисельно визначено поверхневий імпеданс, що виникає на межі метаматеріального середовища. Скейлінгові залежності поверхневого імпедансу, нормованого до характеристичного опору у вакуумі W_0 , наведено на рис. 2 та рис. 3. Дробовий показник у цьому випадку має комплексний характер

$$\alpha = \alpha' - j\alpha'',$$

де α' – коефіцієнт, обумовлений переносом енергії хвилі, а α'' – коефіцієнт, обумовлений втратами енергії у пластині.

На рис. 2 криві 1–4 розраховані відповідно для $\alpha' = -0,3$; $\alpha' = 0$; $\alpha' = 0,0758$; $\alpha' = 0,3$. Відповідним чином обрано й значення для коефіцієнта α'' на рис. 3. Метаматеріальна пластинка зміщена до початку координат та займає область від $d_1/a = 0,05$; до $d_2/a = 0,35$; параметри магнітодіелектрика обрані наступ-

ним чином: $\epsilon = 5$; $\mu = 7$; нормований до d_1/a коефіцієнт фази у цьому випадку чисельно дорівнює $h_1 = 0,496983$.

Графічні залежності показують, що при деяких значеннях дійсної частини скейлінгового показника (наприклад, $\alpha = 0,0758$, крива 3) поверхневий імпеданс є чисто дійсним. Цей випадок відповідає повному поглинанню енергії, тобто проникненню електромагнітної хвилі всередину пластини. А випадок, коли скейлінговий показник є дійсною величиною ($\alpha'' = 0$, крива 2) поверхневий імпеданс є чисто уявним, що відповідає повному відбиттю енергії (електромагнітна хвиля розповсюджується вздовж поверхні пластини). Випадки інших значень α відповідають частковому відбиттю та частковому поглинанню енергії метаматеріальною поверхнею. Це явище свідчить про можливість керування поширенням хвиль у хвильоводах, частково заповнених штучним середовищем.

Від'ємні значення поверхневого імпедансу відповідають фактично від'ємним значенням діелектричної та магнітної проникності, що підтверджує нашу гіпотезу про застосування фрактальної математичної моделі до опису метаматеріалів.

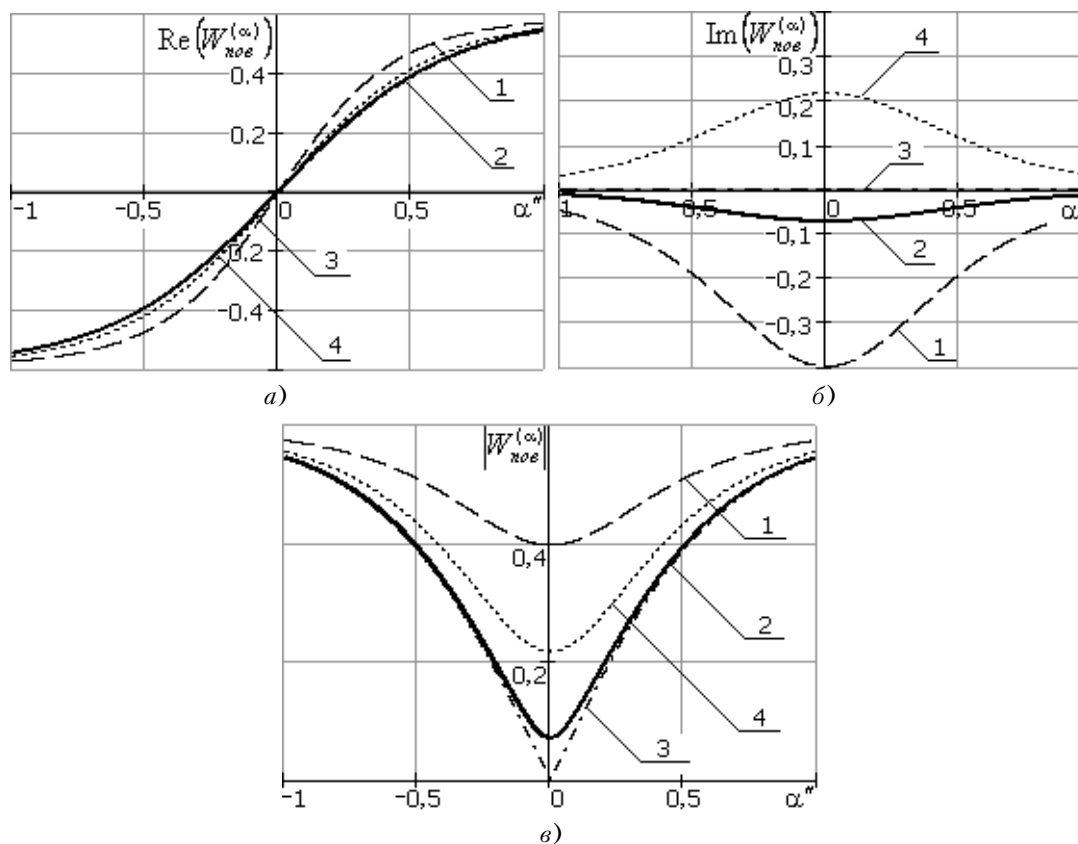


Рисунок 2 – Скейлінгові залежності поверхневого імпедансу при сталих значеннях дійсної частини дробового показника

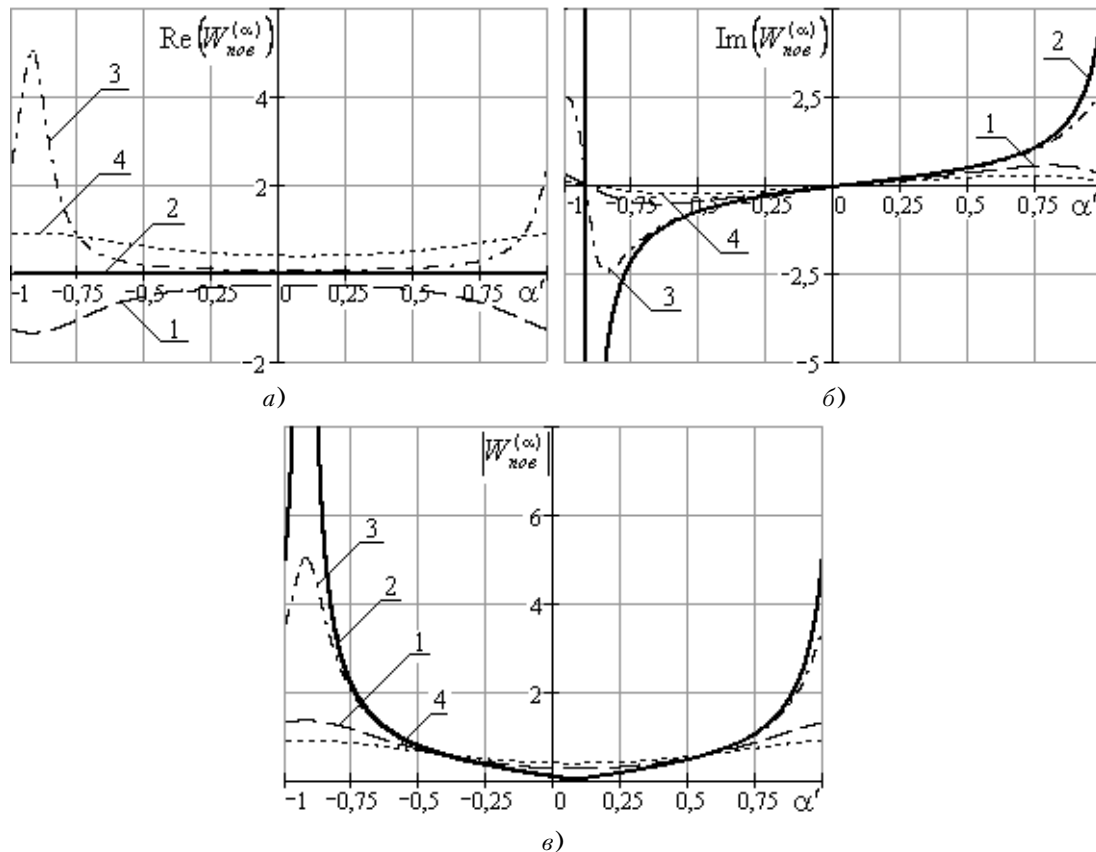


Рисунок 3 – Скейлінгові залежності поверхневого імпедансу при сталих значеннях уявної частини дробового показника

ВИСНОВКИ

Дослідженням магнітодіелектричної пластини, розташованої у прямокутному хвилеводі, виявлено фрактальні властивості метаматеріального середовища. Отримано вирази для поверхневого імпедансу межі фрактальної пластини. Побудовано скейлінгові залежності поверхневого імпедансу, які свідчать про можливість поглинання або відбиття електромагнітної хвилі однорідними середовищами з зануреними у них фрактальними неоднорідностями. Проведений аналіз показав можливість практичного керування процесом розповсюдження електромагнітних хвиль у метаматеріальних середовищах шляхом варіювання дробового показника.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Veselago V. G. The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ // Soviet Physics Uspekhi. – 1968. – V. 10, No. 4. – P. 509–514.
2. Smith D. R. and Kroll N. Negative refractive index in left-handed materials // Phys. Rev. Lett. – 2000. – V. 85, No. 14. – P. 2933–2936.
3. Pendry J. B. Negative refraction makes a perfect lens // Phys. Rev. Lett. – 2000. – V. 85, No. 18. – P. 3966–3969.
4. Lindell I. V., Tretyakov S. A., Nikoskinen K. I. and Ilvonen S. BW media – Media with negative parameters, capable of supporting backward waves // Microwave and Optical Technology Letters. – 2001. – V. 31, No. 2. – P. 129–133.
5. Ziolkowski R. W. and Heyman E. Wave propagation in media having negative permittivity and permeability // Physical Review E. – 2001. – V. 64, No. 5. – 056625.
6. Kong J. A., Wu B.-l., and Zhang Y. A unique lateral displacement of a Gaussian beam transmitted through a slab with negative permittivity and permeability // Microwave and Optical Technology Letters. – 2002. – V. 33, No. 2. – P. 136–139.
7. G. V. Eleftheriades, A. K. Lyster, and P. C. Kremer. Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – Dec. 2002. – Vol. 50, No. 12. – P. 2702–2712.
8. Danilov A. V., Ilchenko S. A., Kunavin A. T., Markov A. V., Permyakov V. A., Sapozhnikov D. V., Tsemko S. N., Vol'sky V. A., Yakovlev V. Y. Electromagnetic wave scattering by an array of tubes filled with plasma // J. Phys. D: Appl. Phys. – 1997. – V. 30. – P. 2313–2319.
9. Engheta N. An idea for thin subwavelength cavity resonators using metamaterials with negative permittivity and permeability // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2002. – V.1, No. 1. – P. 10–13.
10. Engheta N. Electromagnetics of complex media and metamaterials // Conference Proceedings 2002 International Conference of Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET-2002). – V. 1. – Kiev (Ukraine). – 2002. – P. 175–180.
11. Онуфрієнко В. М. Поглинання енергії плоскої електромагнітної хвилі поверхнею з фрактальною провідністю // Радиофизика и электроника: Сб. науч. тр. / НАН України, Ин-т радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова. – Харьков. – 2000. – Т. 5, № 1. – С. 20–23.

-
12. Онуфрієнко В. М. Взаємодія плоскої електромагнітної хвилі з металізованою фрактальною поверхнею // Радиопизика и електроника: Сб. науч. тр. / НАН України, Ін-т радіофизики и електроніки ім. А. Я. Усикова. – Харків. – 1999. – Т. 4, № 2. – С. 19–22.
 13. Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1981. – 312 с.
 14. Онуфрієнко В. М. Диферінтегральні α -форми у хаусдорфовій метриці на фрактальних множинах // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2002. – № 2 (8). – С. 31–35.
 15. Мисюра А. А., Онуфриенко В. М. Электромагнитное поле в прямоугольном волноводе с фрактальной ферритовой пластиной // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2005. – № 1(13). – С. 14–18.

Надійшла 16.02.05
Після доробки 12.09.05

Представлены результаты исследования фрактальных свойств поверхностного импеданса в прямоугольном

волноводе с метаматериальной пластиной. Для нахождения α -характеристик компонент поля в представленной среде использован аппарат дробного интегро-дифференцирования. Определена зависимость поверхностного импеданса от величины скейлингового показателя, характеризующего степень фрактальности магнетодieleктрической пластины.

The investigation results of fractal properties of surface impedance in rectangular waveguide with metamaterial plate have been showed. The apparatus of fractional integro-differential calculus has been used to find α -characteristics of the field components in presented medium. The dependence of surface impedance on values of scaling index which characterizes the fractal degree of magnetodielectric plate has been determined.

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

РАДИОЕЛЕКТРОНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS

УДК 621.373.54

С. П. Гулин

УСЛОВИЯ ПРИМЕНИМОСТИ МОДЕЛИ ДИНАМИЧЕСКОГО НАСЫЩЕНИЯ В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА СПЕКТРА ОТКЛИКА НЕЛИНЕЙНЫХ УСТРОЙСТВ

Получены условия применимости адаптивной модели динамического насыщения (МДН), обеспечивающие возможность достоверного моделирования установившегося отклика нелинейного безынерционного устройства на много-частотное воздействие, норма которого изменяется в широком динамическом диапазоне.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При анализе или моделировании электронных (и других) систем в целом часто возникает необходимость исследовать работу отдельных функциональных узлов, работающих в нелинейных режимах. В последние годы при решении подобных задач наметилось новое направление, связанное с концепцией «динамического насыщения» [1–5]. В одной из работ указанного направления А. Д. Канном [3] была предложена передаточная МДН безынерционного усилителя, которая описывается функцией вида

$$y(x) = L \cdot \operatorname{sgn}(x) \cdot [1 + (l/|x|)^S]^{-1/S}, \quad (1)$$

© Гулин С. П., 2005

где x и y – входное и выходное напряжения, а l и L – их уровни насыщения; S – параметр, регулирующий кривизну годографа функции (1).

Как показано в [4], данная модель имеет существенные недостатки, которые не позволяют адекватно моделировать спектры отклика и нелинейные эффекты в устройствах при многочастотном воздействии. Однако ни в одной из известных автору публикаций, включая [1–5], не были исследованы причины проявления отмеченных недостатков и не были предложены пути их преодоления.

Предлагаемая работа посвящена решению сформулированных задач.

РЕШЕНИЕ

Необходимо отметить, что модель А. Д. Канна (1) не является пионерской в использовании и развитии принципа «динамического насыщения». Достаточно сослаться на работу Л. К. Регенбогена [2], которой была представлена простая модель безынерционного нелинейного устройства (БНУ) с использованием принципа управляемого насыщения.

С целью обобщения МДН [1–3, 5] автором в [6] была предложена функция

$$Y(X) = Y_0 + A \cdot [1 + (B/X)^p]^{-1/S}, \quad (2)$$

которая обеспечивает эффективную реализацию принципа динамического насыщения, большую гибкость в изменении формы ее годографа и, самое главное, позволяет устранить недостатки, характерные для моделей Л. Н. Регенбогена и А. Д. Канна.

Не вызывает затруднений получение на основе функции (2) ее модификаций, обеспечивающих симметричное поведение во всех четырех квадрантах с сохранением принципа динамического насыщения, например:

$$Y_1(X) = Y_0 + A \cdot \operatorname{sgn}(X) \cdot [1 + (B/|X|)^p]^{-1/S}, \quad (2a)$$

либо

$$Y_2(X) = Y_0 \cdot |X| + A \cdot \operatorname{sgn}(X) \cdot [1 + (B/|X|)^p]^{-1/S}. \quad (2b)$$

Смысл параметров A, B в (2) и X, Y тот же, что и параметров L, l и x, y в (1); p, S – параметры, регулирующие кривизну годографа функции (2) в пределах квадранта; $Y_0 = Y(0)$. При этом параметры A и Y_0 определяются из вольт-амперной характеристики (ВАХ) или амплитудной характеристики моделируемого БНУ. Не уменьшая общности рассуждений, полагаем $Y_0 = 0$ и вплоть до выяснения условий применимости МДН в форме (2) каждую из областей допустимых значений (ОДЗ) параметров $\{p\}$ и $\{S\}$ ограничим интервалами $(-\infty; \infty)$ и $(0; \infty)$, соответственно.

При изложении дальнейшего материала используем МДН в форме (2), полагая, что аргумент функции представляет собой многочастотное воздействие следующего вида:

$$\begin{aligned} X(t) &= X_0 + \tilde{x} = X_0 + \sum_{i=1}^N X_{mi} \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) = \\ &= X_N \cdot \left[1 + \sum_{i=0}^N \frac{X_{mi}}{X_N} \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \right], \end{aligned} \quad (3)$$

где X_0 – постоянная составляющая входного сигнала;

$\tilde{x} = \sum_{i=1}^N X_{mi} \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i)$; $X_{mi}, \omega_i, \varphi_i$ – амплитуда,

круговая частота и начальная фаза i -й гармонической компоненты (3), соответственно. При этом частоты компонент в общем случае предполагаются попарно не-соизмеримыми величинами; $\omega_0 = 0, \varphi_0 = 0$; $X_{m0} =$

$= X_0 - X_N$; $X_N = \sqrt{\sum_{i=0}^N |X_{mi}|^2}$ – норма сигнала.

При подстановке (3) в (2) получим квазипериодическую функцию вида:

$$Y[X(t)] = Y_0 + A \cdot a_0^{1/S} \cdot \tilde{x}_N^{p/S} \cdot (1 + a_0 \cdot \tilde{x}_N^p)^{-1/S}, \quad (4)$$

$$\text{где } a_0 = (X_N/B)^p; \tilde{x}_N = \left[1 + \sum_{i=0}^N \frac{X_{mi}}{X_N} \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) \right].$$

Чтобы преодолеть недостатки МДН Л. К. Регенбогена и А. В. Канна, необходимо определить условия, при которых функции, их представляющие, являются голоморфными [7]. Однако, как показали исследования, соблюдение этих условий оказывается не достаточным.

Ответ на вопрос, каким условиям должна удовлетворять МДН на основе (2), чтобы обеспечить достоверность моделирования режимов БНУ, дает следующая теорема.

Теорема. Необходимыми и достаточными условиями применимости МДН для анализа спектра отклика установившегося режима БНУ на многочастотное воздействие, норма которого меняется в широком динамическом диапазоне, являются: одновременное соблюдение условий голоморфности представляющей ее функции и неравенства нулю производных Тейлора от первого до k -го порядка включительно при сохранении заданной точности аппроксимации, где k – высший порядок учитываемого комбинационного колебания отклика.

В данной работе доказательство теоремы приведено для МДН на основе функции (2).

Необходимые условия определяются условиями существования производных Тейлора от первого до k -го порядка включительно. Для доказательства этих условий необходимо получить конечное выражение производной Тейлора k -го порядка функции (2) и исследовать его на отсутствие точек сингулярности. Для этого представим (4) следующим образом:

$$\begin{aligned} Y[X_{\text{вх}}(t)] &= A \cdot \{1 + [B/X_{\text{вх}}(t)]^p\}^{-1/S} = \\ &= D_0 \cdot V(\tilde{x}_N) \cdot F[W(\tilde{x}_N)], \end{aligned} \quad (5)$$

где $D_0 = A \cdot a_0^{-p/S}$; $V(\tilde{x}_N) = \tilde{x}_N^{p/S}$, $F[W(\tilde{x}_N)] = [W(\tilde{x}_N)]^{-1/S} = (1 + a_0 \cdot \tilde{x}_N^p)^{-1/S}$.

Согласно правилу Лейбница о дифференцировании произведения двух функций (соотношение 0.42, с. 33 [8]), производная k -го порядка функции (5) имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{d^k Y[X_{\text{вх}}(t)]}{d\tilde{x}_N^k} &= D_0 \cdot \sum_{j=0}^k \binom{k}{j} \cdot \frac{d^j V(\tilde{x}_N)}{d\tilde{x}_N^j} \cdot \frac{d^{k-j} F[W(\tilde{x}_N)]}{d\tilde{x}_N^{k-j}} = \\ &= D_0 \cdot \sum_{j=0}^k \binom{k}{j} \cdot \frac{d^j (\tilde{x}_N^{p/S})}{d\tilde{x}_N^j} \cdot \frac{d^{k-j} [(1+a_0 \cdot \tilde{x}_N^p)^{-1/S}]}{d\tilde{x}_N^{k-j}}. \quad (6) \end{aligned}$$

Первый функциональный множитель, входящий в j -й член суммы (6), рассчитывается последовательным j -кратным дифференцированием:

$$d^j (\tilde{x}_N^{p/S}) / (d\tilde{x}_N^j) = (p/S) \cdot (p/S-1) \cdot \dots \cdot (p/S-j+1) \times (X_0/X_N)^{p/S-j} = (p/S)_{-j} \cdot (X_0/X_N)^{p/S-j}. \quad (7)$$

Второй функциональный множитель в (6) – сложная функция, $(k-j)$ -я производная которой может быть рассчитана с помощью соотношения Ди Бруни (0.43.2, с. 33 [8]):

$$\begin{aligned} \frac{d^{k-j} F[W(\tilde{x}_N)]}{d\tilde{x}_N^{k-j}} &= \sum_{m=1}^{k-j} \frac{(k-j)!}{i!r!h!\dots n!} \cdot \frac{d^m F(W)}{dW^m} \times \\ &\times \left(\frac{W'}{1!}\right)^i \cdot \left(\frac{W''}{2!}\right)^r \cdot \left(\frac{W'''}{3!}\right)^h \cdot \dots \cdot \left(\frac{W^{(l)}}{l!}\right)^n, \quad (8) \end{aligned}$$

«внешняя» производная m -го порядка, которого определяется формулой, аналогичной (7):

$$d^m F(W) / dW^m = (d)_{-m} \cdot y^{d-m}, \quad (9)$$

где $d = -1/S$; $(d)_{-m} = d \cdot (d-1) \cdot (d-2) \cdot \dots \cdot (d-m+1) = (-1)^m \cdot (-d)_m$; $y = 1 + a_0 \cdot (X_0/X_N)^p$.

Знак суммирования в (8) распространяется на все решения в целых положительных числах диофантова уравнения

$$i + 2 \cdot r + 3 \cdot h + \dots + l \cdot k = m \quad (10)$$

при выполнении следующего условия:

$$m = i + r + h + \dots + k. \quad (11)$$

Формула (8), хотя и определяет выражение искомой производной, тем не менее, не дает конкретного алгоритма ее реализации. Для преодоления указанного недостатка обратимся к методам комбинаторного анализа.

Согласно [9], решение диофантова уравнения (10) может быть сведено к определению числа всевозможных разбиений $p(m)$ целого положительного числа m , равного значению индекса суммирования в (8), на целые неотрицательные числа-части m_i , $i = \overline{1, m}$, удовлетворяющих (10) и (11). Впоследствии Харди и Рамануджаном [10] была получена приближенная фор-

мула, определяющая число неограниченных разбиений $p(m)$ числа m ($m \rightarrow \infty$):

$$p(m) = (4 \cdot \sqrt{3} \cdot m)^{-1} \cdot \exp(\pi \cdot \sqrt{2m/3}) \cdot [1 + O(m^{-1/4+\epsilon})] \quad (12)$$

где ϵ удовлетворяет неравенству $0 < \epsilon < 1/4$.

Поскольку потребности практики при анализе спектра установившегося отклика современных нелинейных систем и устройств на многочастотное воздействие пока удовлетворяются значением $m \leq 10 \dots 20$ [11], то в большинстве случаев использовать формулу (12) нет необходимости. Для такого диапазона значений m целесообразно воспользоваться рекуррентным соотношением одного из следствий пентагональной теоремы Л. Эйлера [10]:

$$\begin{aligned} p(m) - p(m-1) + p(m-2) - p(m-5) - p(m-7) + \dots + \\ + (-1)^m \cdot p[m-m \cdot (3 \cdot m-1)/2] + \\ + (-1)^m \cdot p[m-m \cdot (3 \cdot m+1)/2] + \dots = 0, \quad (13) \end{aligned}$$

где $p(M) = 0$ для всех отрицательных M , а $p(0) = 1$.

С учетом (13) (либо при необходимости (12)) можем записать (8) в более приемлемой форме, которая допускает алгоритмизацию и практическое применение:

$$\begin{aligned} \frac{d^{k-j} F[W(\tilde{x}_N)]}{d\tilde{x}_N^{k-j}} &= \sum_{m=1}^{k-j} (k-j)! \cdot \frac{d^m F(W)}{dW^m} \times \\ &\times \underbrace{\sum_{r=1}^{p(m)} \sum_{q_1=0}^m \sum_{q_2=0}^m \dots \sum_{q_m=0}^m \prod_{i=1}^m \frac{1}{q_i!} \cdot \left(\frac{W^{(i)}}{i!}\right)^{q_i}}_{\sum_{i=1}^m q_i=m; \sum_{i=1}^m i \cdot q_i=m; q_i \geq 0, i=\overline{1, m}}, \quad (14) \end{aligned}$$

где

$$W^{(i)}(\tilde{x}_N) = d^i (1 + a_0 \cdot \tilde{x}_N^p) / d\tilde{x}_N^i = a_0 \cdot (p)_{-i} \cdot (X_0/X_N)^{p-i};$$

$$(p)_{-i} = p \cdot (p-1) \cdot \dots \cdot (p-i+1).$$

В качестве алгоритма генерации множества разбиений может быть использован алгоритм и программа, предложенные в [12].

С учетом формул (7) и (13), выражений, определяющих «внешнюю» и «внутренние» производные в (14), а также соотношений (10) и (11), искомая формула принимает вид

$$\begin{aligned} \frac{d^k Y[X_{\text{вх}}(t)]}{d\tilde{x}_N^k} &= D_k \cdot \sum_{j=0}^k D_j \cdot \left(\frac{p}{S}\right)_{-j} \cdot \sum_{m=1}^{k-j} (-1)^m \cdot D_m \times \\ &\times \underbrace{\sum_{r=1}^{p(m)} \sum_{q_1=0}^m \sum_{q_2=0}^m \dots \sum_{q_m=0}^m \prod_{i=1}^m \frac{[(p)_{-i}]^{q_i}}{q_i! \cdot (i!)^{q_i}}}_{\sum_{i=1}^m q_i=m; \sum_{i=1}^m i \cdot q_i=m; q_i \geq 0, i=\overline{1, m}}, \quad (15) \end{aligned}$$

где $D_k = D_0 \cdot k!$; $D_j = \sum_{i=0}^k (j!)^{-1} \cdot (X_0/X_N)^{\frac{p}{S}-j}$; $D_m = (-d)_m \cdot y^{(d+m)} \cdot a_0^m \cdot (X_0/X_N)^m$.

Анализ выражения (15) показывает, что точки сингулярности, в которых производные Тейлора либо не определены, либо имеют бесконечные значения, отсутствуют, поскольку (15) содержит в себе только операторы суммирования, умножения, возведения в степень и деления на факториальные множители. Таким образом, необходимые условия теоремы – доказаны. Следовательно, остается доказать достаточные условия сформулированной теоремы: определить условия существования ненулевых производных Тейлора функции (2) от первого до k -го порядка включительно. Для этого необходимо выявить и исключить точки сингулярности соотношений, *определяющих производные соответствующего порядка, после приравнивания их нулю*. При этом алгоритм доказательства достаточных условий образует ветвления, обусловленные следующими особенностями:

- зависимостью значений множителей D_j, D_m в (15) от знака X_0 , что требует отдельного рассмотрения каждого из вариантов ($X_0 > 0$ и $X_0 < 0$). Однако, учитывая свойство нечетности функции (2), ограничимся рассмотрением варианта $X_0 > 0$;

- зависимостью значений множителей D_j, D_m от условий существования ненулевых произведений $(p/S)_{-j}$ и $(p)_{-i}$ с учетом знаковых вариаций множителей, их образующих;

- зависимостью значений произведений $(p/S)_{-j}, (p)_{-i}$ как от значений параметров p и S , так и от их взаимодействия с индексами j, i и m в (15);

- присутствием множителей, степени которых зависят от параметров функции p и S .

Сохранение ненулевых значений производных Тейлора (15) возможно в том случае, когда для произведений $(p/S)_{-j}$ и $(p)_{-i}$ одновременно выполняются две системы неравенств:

$$\{(p)_{-i} \neq 0\}, \quad i = \overline{1, m}; \tag{16}$$

$$\{(p/S)_{-j} \neq 0\}, \quad j = \overline{0, k}. \tag{17}$$

Из предварительного анализа (15) с учетом (16) и (17) следует, что искомая совокупность возможных решений может быть получена:

- во-первых, когда показатель степени p не является целым положительным числом;
- во-вторых, когда показатели степени p, S являются несоизмеримыми действительными, в том числе и иррациональными числами;
- в-третьих, когда показатель степени p является целым положительным числом, превышающим макси-

мальный порядок рассчитываемой производной Тейлора.

В процессе моделирования нелинейного устройства на основе МДН в форме (2) значение параметра p , согласно (16), может изменяться в ОДЗ, представленной интервалами: $-\infty < p < 0$; $0 < p < 1$; $1 < p < k$; $k < p < +\infty$. При этом если значение p принадлежит первому, второму либо четвертому интервалу ОДЗ, то выполнение условий (16) обеспечивается. Если параметр p принадлежит интервалу $1 < p < k$, то он должен удовлетворять неравенство $p \neq 1, k$. При этом на параметр S не накладывается никаких ограничений.

Выполнение условий (17) в произведениях вида $(p/S)_{-j}$ с учетом вариации параметров p и S требует их осмысленного относительного изменения. Последнее предполагает деление ОДЗ параметра p на три смежных интервала: $0 < p < 1$; $S < p < k \cdot S$; $k \cdot S < p < +\infty$. При этом для 3-го интервала значений p выполнение (17) обеспечивается, в то время как для 1-го интервала необходимо дополнительно учесть условия (16).

Для интервала $S < p < k \cdot S$ условия (17) выполняются в двух случаях: когда p и S – несоизмеримые действительные числа, либо когда один из параметров (p или S) – целое число, а другое – действительное, в том числе иррациональное число.

Далее, согласно общему алгоритму доказательства теоремы, рассмотрим его ветвления, учитывающие знаковые вариации множителей в произведениях $(p/S)_{-j}, (p)_{-i}$ и множителя $(-1)^m$ с учетом значений параметров p, S , а также их взаимодействие с индексами j, i и m . Для этих случаев достаточные условия теоремы для МДН определяются условием:

$$\sum_{j=0}^k D_j \cdot \left(\frac{p}{S}\right)_{-j} \cdot \sum_{m=1}^{k-j} (-1)^m \cdot D_m \times \sum_{r=1}^{p(m)} \sum_{q_1=0}^m \sum_{q_2=0}^m \dots \sum_{q_m=0}^m \prod_{i=1}^m \frac{[(p)_{-i}]^{q_i}}{q_i! \cdot (i!)^{q_i}} = 0. \tag{18}$$

$$\underbrace{\sum_{i=1}^m q_i=m; \sum_{i=1}^m i \cdot q_i=m; q_i \geq 0, i=\overline{1, m}}$$

и анализа всей совокупности решений (18) с индексом $j = \overline{0, k}$.

Прежде чем приступить к решению системы уравнений вида (18) с индексом $j = \overline{0, k}$, необходимо отметить, что в (18) входят три параметра: p, S и B . Алгоритм и метод определения параметров p, S и B на основе данных эксперимента предложен в [13]. Поэтому доказательство достаточных условий теоремы может производиться двумя путями.

Первый путь связан с решением системы уравнений вида (18) с индексом $j = \overline{0, k}$.

Если корни решаемой системы, при этом, – мнимые или комплексные, то на найденные (согласно алгорит-

му [13]) значения параметров p , S не накладывает никаких дополнительных ограничений, кроме условий (16) и (17). Если корни уравнения (17) – действительные числа, то это означает, что на найденные (согласно методу и алгоритму [13]) значения параметров p , S накладываются дополнительные ограничения, кроме условий (16) и (17).

Второй путь доказательства достаточных условий теоремы заключается в следующем. Если после определения параметров p , S и B (согласно [13]) осуществить прямую их подстановку в (18), то неравенство нулю (18) будет служить доказательством достаточных условий теоремы и пригодности МДН для симуляции режимов исследуемого устройства.

В данной работе выбран первый путь доказательства достаточных условий теоремы.

Ранее было показано, что параметр S при анализе уравнений вида (18) можно считать величиной положительно определенной.

В отношении параметра B , с учетом результатов работы [13], можно сказать, что при известной структуре входного сигнала его величина всегда может быть определена априори.

Сказанное позволяет для доказательства достаточных условий решать систему уравнений вида (18) не с тремя, а с двумя варьируемыми параметрами. Причем порядок уравнения определяется порядком используемой МДН.

Доказательство достаточных условий применимости МДН первого порядка

Достаточные условия сформулированной теоремы для МДН первого порядка определяются из уравнения (18) с индексом $k = 1$:

$$a_0^{1/S} \cdot (p/S) \cdot X^{p/S-1} \cdot (1 + a_0 \cdot X^p)^{-1/S} \times \\ \times [1 - a_0 \cdot X^p \cdot (1 + a_0 \cdot X^p)^{-1}] = 0. \quad (19)$$

Левая часть (19) равна нулю, когда равен нулю хотя бы один из его множителей:

$$a_0^{1/S} = 0, \quad p/S = 0, \quad X^{p/S-1} = 0; \\ (1 + a_0 \cdot X^p)^{-1/S} = 0; \\ 1 - a_0 \cdot X^p \cdot (1 + a_0 \cdot X^p)^{-1} = 0. \quad (20)$$

Рассмотрим каждое из равенств (20) более детально.

Поскольку $a_0 = (X_N/B)^p$, $B \neq 0$ и $X_N \neq 0$ (в присутствии входного сигнала его норма и предельный уровень выходного сигнала имеют конечные ненулевые

значения), то первый множитель $a_0^{1/S}$ не равен нулю ни при каких значениях параметра p . Множитель p/S равен нулю только для $p = 0$, поскольку ОДЗ параметра S определяет интервал $(0; \infty)$.

Множитель $X^{p/S-1} = (X_0/X_N)^{p/S-1}$ равен нулю при нулевом смещении, т. е. $X_0 = 0$.

Производя необходимые преобразования, убеждаемся, что последний множитель не влияет на условие равенства нулю произведения (19).

Чтобы в (19) устранить особую точку, обусловленную множителем $(1 + a_0 \cdot X^p)^{-1/S}$, необходимо выполнить неравенство $X_0 \neq -B$ для параметра $p = 0$. Это неравенство означает, что выполнение достаточных условий теоремы для МДН первого порядка требует исключения из ОДЗ параметра p значения $p = 0$.

Вывод: достаточные условия применимости МДН первого порядка на основе функции (2) выполняются для значений параметра $p > 0$.

Доказательство достаточных условий применимости МДН второго порядка

Достаточные условия для МДН второго порядка определяются из (18) после упрощения и приравнивания нулю соотношения, определяющего соответствующую производную:

$$a_0^{1/S} \cdot (p/S) \cdot (1 + a_0 \cdot X^p)^{-1/S} \cdot X^{p/S-2} \times \\ \times [p/S - 1 - a_0 \cdot X^p \cdot (p+1)] = 0. \quad (21)$$

Левая часть (21) равна нулю, когда равен нулю хотя бы один из ее множителей:

$$a_0^{1/S} = 0, \quad p/S = 0, \quad (1 + a_0 \cdot X^p)^{-1/S} = 0; \\ X^{p/S-2} = 0; \quad p/S - 1 - a_0 \cdot X^p \cdot (p+1) = 0. \quad (22)$$

Анализ первых четырех равенств рассматривался при доказательстве достаточных условий применимости МДН первого порядка. Осуществив замену $a_0 \cdot X^p = z$ в последнем равенстве (22) с учетом режима вычисления значения производной ($X \rightarrow X_0$), получаем решение параметрического линейного уравнения:

$$z = (p - S) / [S \cdot (1 + p)]. \quad (23)$$

Анализ решения (23) позволяет определить достаточные условия сформулированной теоремы для МДН второго порядка на основе функции (2) тремя неравенствами:

$$p \neq -1; \quad S \neq 0; \quad p \neq S. \quad (24)$$

Условия (24) устраняют точки сингулярности, возникающие из-за несоответствия ОДЗ степенной функции решению (23). При этом последнее неравенство вносит дополнительное ограничение на МДН.

Вывод: достаточными условиями теоремы о применимости МДН второго порядка на основе функции (2) являются неравенства $p \neq S$ и $p > 0$.

Доказательство достаточных условий применимости МДН третьего порядка

Перед тем, как приравнять нулю производную третьего порядка, учтем тот факт, что анализ условий равенства нулю общего множителя (18) рассмотрен на предыдущих этапах доказательства. После сокращения (18) на указанный общий множитель, необходимых преобразований и подстановки $a_0 \cdot X^P = z$ с учетом режима вычисления производной, приходим к трансцендентному уравнению:

$$z^2 \cdot (p^2 + 3p + 2) - z \cdot \left[p^2 \left(\frac{3+S}{S} \right) + p \left(\frac{3-3S}{S} \right) - 4 \right] + \frac{p^2}{S^2} - 3 \cdot \frac{p}{S} + 2 = 0. \quad (25)$$

Прежде, чем приступить к решению уравнения (25), определим, к какому классу уравнений оно принадлежит: к классу действительных или классу комплексных уравнений.

Отсутствие в (2) частотно зависимых параметров означает, что для адекватного моделирования процессов, происходящих в БНУ с помощью МДН третьего порядка, необходимо, чтобы соотношение, определяющее достаточные условия применимости, принадлежало к классу действительных уравнений.

Анализ ОДЗ всех трех параметрических функций, представляющих коэффициенты уравнения (25), позволяет сделать обоснованный вывод: рассматриваемое уравнение принадлежит к классу действительных уравнений, что позволяет упростить дальнейший поиск достаточных условий применимости МДН третьего порядка.

Определим условия, при которых область возможных значений дискриминанта (25) – $Q = p^2 \times [p^2 \cdot (5 \cdot S^{-2} + 6 \cdot S^{-1} + 1) + p \cdot (6 \cdot S^{-2} - 6) - 7]$ – принадлежит множеству действительных чисел:

$$p^2 \cdot [p^2 \cdot (5 \cdot S^{-2} + 6 \cdot S^{-1} + 1) + p \cdot (6 \cdot S^{-2} - 6) - 7] \geq 0. \quad (26)$$

Корни левой части (26) определяются равенствами:

$$p_{1,2} = 0;$$

$$p_{3,4} = \left(3 \cdot S^{-2} + 3 \pm 2 \cdot \sqrt{9 \cdot S^{-4} + 17 \cdot S^{-2} + 42 \cdot S^{-1} + 16} \right) \times (5 \cdot S^{-2} + 6 \cdot S^{-1} + 1)^{-1}.$$

Исследуем поведение параметрической функции, определяющей дискриминант корней $p_{3,4}$. Вводя переменную $w = 1/S$, получаем приведенное уравнение четвертой степени:

$$w^4 + \bar{p} \cdot w^2 + \bar{q} \cdot w + \bar{r} = w^4 + 17/9 \cdot w^2 + 42/9 \cdot w + 16/9 = 0. \quad (27)$$

Ему, согласно [7], соответствует приведенное полное кубическое уравнение:

$$w^3 + \frac{\bar{p}}{2} \cdot w^2 + w - \frac{\bar{q}^2}{64} = w^3 + \frac{17}{18} \cdot w^2 + \left[\frac{1}{16} \cdot \left(\frac{17}{9} \right)^2 - \frac{4}{9} \right] \cdot w - \frac{7^2}{9 \cdot 16} = 0, \quad (28)$$

которое, используя подстановку $w = y - 17/54$, приводим к виду

$$y^3 + \bar{P} \cdot y + \bar{Q} = 0, \quad (29)$$

где $\bar{P} = -\frac{(\bar{p}/2)^2}{3} + \frac{(\bar{p}/2)^2 - 4 \cdot \bar{r}}{16}$; $\bar{Q} = 2 \cdot \left(\frac{\bar{p}/2}{3} \right)^3 - \bar{p}/2 \times \frac{\bar{p}^2 - 4 \cdot \bar{r}}{48} - \frac{\bar{q}^2}{64}$; $\bar{r} = -\frac{7^2}{9 \cdot 16}$.

Подставляя значения соответствующих исходных коэффициентов, рассчитываем значения коэффициентов уравнения (29): $\bar{P} \cong 0, 37$; $\bar{Q} \cong 7, 462$.

Поскольку коэффициенты уравнения (29) – действительные числа, то оно принадлежит к классу действительных уравнений, и, в соответствии с [7], имеет или один действительный корень и два сопряженных комплексных корня, или три действительных корня, по крайней мере, два из которых равны, или три различных действительных корня в зависимости от того, будет ли дискриминант (29) $Q = (\bar{P}/3)^3 + (\bar{Q}/2)^2$ положительным, равным нулю или отрицательным числом.

Поскольку $Q \cong 13, 922 > 0$, то нам достаточно проанализировать лишь решение, представленное одним действительным и двумя комплексно-сопряженными корнями.

Действительный корень уравнения (29) определяется соотношением $y_1 = A + B = \sqrt[3]{-\bar{P}/2 + \sqrt{Q}} + \sqrt[3]{-\bar{P}/2 - \sqrt{Q}}$, а соответствующий действительный корень уравнения (29) – выражением

$$\bar{S}_1^{-1} = y_1 - 17/54 = A + B - 17/54 = \sqrt[3]{-\bar{P}/2 + \sqrt{Q}} + \sqrt[3]{-\bar{P}/2 - \sqrt{Q}} - 17/54.$$

Комплексно-сопряженные корни приведенного полного кубического уравнения (28) определяются выражением

$$\bar{S}_1^{-1} = y_{2,3} - 17/54 = (B-A)/2 \cdot [-17/54 \pm (i \cdot \sqrt{3})].$$

Согласно [7], четыре корня уравнения (29), характеризующего дискриминант, определяются из соотношения: $\pm\sqrt{\bar{S}_1} \pm \sqrt{\bar{S}_2} \pm \sqrt{\bar{S}_3}$, в котором сочетания знаков выбираются таким образом, чтобы удовлетворить условие

$$(\pm\sqrt{\bar{S}_1}) \cdot (\pm\sqrt{\bar{S}_2}) \cdot (\pm\sqrt{\bar{S}_3}) = -12/7. \quad (30)$$

С учетом (30) корни уравнения (29) определяются следующими сочетаниями:

$$S_1 = -\sqrt{\bar{S}_1} + \sqrt{\bar{S}_2} + \sqrt{\bar{S}_3}; \quad S_2 = \sqrt{\bar{S}_1} - \sqrt{\bar{S}_2} + \sqrt{\bar{S}_3};$$

$$S_3 = \sqrt{\bar{S}_1} + \sqrt{\bar{S}_2} - \sqrt{\bar{S}_3}; \quad S_4 = -\sqrt{\bar{S}_1} - \sqrt{\bar{S}_2} - \sqrt{\bar{S}_3}.$$

Существование единственного действительного корня дискриминанта Q для параметра S упрощает процедуру нахождения действительных значений параметра p трансцендентного уравнения (25). При выполнении равенства $Q = 0$ достаточные условия применимости МДН 3-го порядка определяются «упрощенным» уравнением:

$$(X_0/B)^p = \left(\frac{3p^2}{S_1} + \frac{3p}{S_1} + p^2 - 3p - 4 \right) \cdot (p^3 + 3p + 2)^{-1}. \quad (31)$$

При этом значения параметра p , равные корням знаменателя (31) и образующие точки сингулярности функции (2), исключаются из ОДЗ неравенством $p > 0$.

Корни числителя правой части (31) определяются соотношениями: $p_1 = 4S_1/(3+S_1)$; $p_2 = -S_1/(3+S_1)$. С учетом этого дробно-рациональная функция правой части (31) имеет два полюса и два нуля. Исключая точки сингулярности, ОДЗ этой функции разбивается на 5 интервалов: $(-\infty; -2)$, $(-2; -1)$, $(-S_1/(3+S_1); 4S_1/(3+S_1))$, $(-1; -S_1/(3+S_1))$, $(4S_1/(3+S_1); \infty)$. Анализ интервалов знакопостоянства рассматриваемой дробно-рациональной функции аргумента p позволяет сделать следующие выводы:

- 1) первые три интервала не дают действительных решений уравнения (25) ($p > 0$);
- 2) в 4-м интервале функция – отрицательна и не согласуется с ОДЗ левой части (31);
- 3) в 5-м интервале функция – положительна, но эта область значений может быть получена только для комплексных значений параметра, S , что не соответствует его ОДЗ.

Единственной точкой сингулярности, дающей действительное значение параметра p при значениях па-

раметра S из ОДЗ последнего, является точка $p = 4S_1/(3+S_1)$. Чтобы исключить ее, необходимо выполнить неравенство $p \neq 4S_1/(3+S_1)$, представляющее собой достаточные условия применимости МДН третьего порядка.

Вывод: достаточные условия теоремы о применимости МДН третьего порядка на основе функции (2) определяются неравенствами: $p \neq S$, $p > 0$ и $p \neq 4S_1/(3+S_1)$. При этом следует отметить, что ограничения на применимость МДН порядка k поглощают ограничения моделей порядка $j = \overline{1, (k-1)}$.

Вывод достаточных условий применимости для МДН k -го порядка требует решения и анализа трансцендентного уравнения (18) того же порядка, для чего необходимо использовать хорошо апробированные численные методы решения подобных уравнений [7].

ВЫВОДЫ

Доказана теорема, формулирующая условия корректного применения МДН для моделирования установившегося режима отклика БНУ на моно- и многочастотное воздействие, норма которого изменяется в широком динамическом диапазоне.

Полученные результаты позволяют:

- а) корректно применять адаптивные модели на основе концепции динамического насыщения для моделирования режимов отдельных компонентов и электронных устройств, функционирующих в режиме безынерционной нелинейности;
- б) унифицировать форму математических моделей функциональных устройств, работающих в широком динамическом диапазоне многочастотного сигнала;
- в) осуществлять количественное и качественное сравнение характеристик устройств, принадлежащих к одноименному классу и предназначенных для реализации заданной функции преобразования входного сигнала, с целью получения оптимального схемотехнического либо структурного решения на основе выбранных критериев;
- г) разработать библиотеку адаптивных моделей двух- и многополюсных нелинейных элементов и на этой основе повысить точность моделирования электронных компонентов и функциональных устройств;
- д) использовать разработанные модели в современных универсальных программах машинного анализа электронных схем и системах символьной математики.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Верлань А. Ф., Горошко И. О., Гушель Т. П. Аппроксимация экспериментальных зависимостей полиномами с дробным показателем степени // Электронное моделирование. – 2002. – Т. 24, № 3. – С. 101–106.

2. *Regenbogen L. K. Nonlinearity Model with Variable Knee Sharpness // IEEE Trans. Aerospace Electronic Systems. – 1980. – Vol. AES-16, No. 5. – Pp. 410–414.*
3. *Cann A. J. Nonlinearity model with variable knee sharpness // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. – 1980. – Vol. AES-16, No. 11. – Pp. 874–877.*
4. *Loyka S. L. On the Use of Cann's Model for Nonlinear Behavioral-Level Simulation // IEEE Trans. on Vehicular Technology. – 2000. – Vol. 49, No. 5, September. – Pp. 1982–1985.*
5. *Бобков А. М., Яковлев Н. Н. Аппроксимация характеристик нелинейного безынерционного элемента // Радиотехника. – 1986. – № 5. – С. 25–26.*
6. *Гулин С. П. Анализ спектра отклика нелинейности, представленной аналитической трансцендентной функцией, на многочастотное воздействие большой нормы // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2004. – № 1. – С. 21–28.*
7. *Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1978. – 832 с.: ил.*
8. *Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Наука, 1971. – 1108 с.*
9. *Сачков В. Н. Комбинаторные методы дискретной математики. – М.: Наука, 1977. – 320 с.*
10. *Эндрюс Г. Теория разбиений. Перевод с англ. – М.: Наука, 1982. – 256 с.*
11. *Богданович Б. М., Черкас Л. А., Задедюрин Е. В., Вувыникян Ю. М. Методы нелинейных функционалов в теории электрической связи. – М: Радио и связь, 1990. – 280 с.*
12. *Герасименко В. Ф., Гулин С. П. Алгоритм определения компонент нелинейных токов в программе анализа цепей класса Вольтерра-Винера // Машинное моделирование электрических и электронных цепей. – Киев: Наук. Думка, 1981. – С. 35–43.*
13. *Гулин С. П. Определение параметров адаптивной модели нелинейных компонентов, представленной аналитической трансцендентной функцией, на основе экспериментальных характеристик // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2005. – № 2. – С. 25–32.*

Надійшла 18.04.05
Після доробки 28.10.05

Отримано умови застосування адаптивної моделі динамічного насичення (МДН), що забезпечують можливість достовірного моделювання усталеного відклику нелінійного безінерційного пристрою на багаточастотний вплив, норма якого змінюється в широкому динамічному діапазоні.

The conditions of its applicability the adapted of the model of dynamic saturation (MDS), providing an opportunity reliability of modelling of the steadystate response of the nonlinear unless memory device at multifrequency influence which norm changes in a wide dynamic range are received.

УДК 621.396.6.004

М. М. Касьян, К. М. Касьян, В. І. Глушко, В. Ф. Оніщенко

ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ДІАГНОСТУВАННЯ АНАЛОГОВИХ ПРИСТРОЇВ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ

Пропонується інформаційна технологія діагностування аналогових пристроїв перетворення сигналів, яка призначена для отримання більш високих показників ефективності виробів шляхом проведення діагностовного контролю їх стану, виявлення й усунення потенційно ненадійних елементів на стадії виробництва та експлуатації. Для її реалізації розроблено метод забезпечення діагностованості, математичну модель та методику діагностування параметрів електрорадіоелементів на етапах виробництва та експлуатації.

Надійність будь-якого технічного пристрою, у тому числі й радіоелектронного, визначається якістю його розробки, забезпечується в процесі виготовлення й підтримується в період експлуатації. Неможливість створення абсолютно надійних виробів робить актуальним дослідження, розробку й застосування принципів, способів, методів і засобів, що підвищують надійність шляхом вчасного виявлення й усунення відмов апаратури. До основних способів попередження відмов радіоелектронних засобів (РЕЗ) відносять ефективний контроль і діагностування їхнього технічного стану. Вчасне виявлення й усунення дефектів підвищує імовірність безвідмовної роботи, а також зменшує ви-

трати на експлуатацію контрольованих об'єктів. Час, що витрачається на діагностику пристрою можна значно скоротити автоматизацією діагностування й використанням раціональних процедур діагностики. Існують різноманітні варіанти «стратегії» пошуку дефектів як для автоматизованої, так і неавтоматизованої діагностики.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Відмови, які виникають у схемі за рахунок сильних змін значень параметрів, легше виявити, бо вони призводять до значних змін відгуку схеми. В той же час дрейф параметрів елементів, який викликається, наприклад, у процесі експлуатації старінням і впливом температури призводить до малих варіацій відгуку пристрою при повільному погіршенні властивостей. Крім того, не завжди вихід параметра елемента схеми за межі поля допусків призводить до неприпустимого відхилення контрольованої вихідної характеристики, оскільки відхилення може бути компенсоване протилежним відхиленням працездатних елементів цього

© Касьян М. М., Касьян К. М., Глушко В. І., Оніщенко В. Ф., 2005

пристрою. Однак, при цьому можуть змінитися в гірший бік електричний та температурний режими роботи електрорадіоелементів (ЕРЕ), що через певний інтервал часу призведе до ще більшої зміни параметрів і, як наслідок, до дефекту. Такі відхилення параметрів ЕРЕ пристроїв перетворення сигналів (ППС) будемо називати прихованими дефектами, і вони, як правило, потребують розробки спеціальних методів діагностування, тому що традиційними методами не виявляються. Також у процесі виробництва та експлуатації ППС виникає потреба не тільки оперативно реагувати на відмови пристрою, але й проводити моніторинг стану параметрів та режимів роботи елементів і аналізувати тенденції в їх роботі. Це дозволить не тільки передбачати відмови, але й видавати рекомендації щодо їх попередження шляхом оцінки наближення контрольованих параметрів елементів до експлуатаційних допусків, які змінюються в залежності від часу експлуатації, зберігання, впливу температури і інших факторів.

Ці задачі ефективно можуть бути вирішені за умови забезпечення діагностованості ППС на етапі проектування шляхом автоматизованого визначення електричних параметрів і режимів роботи ЕРЕ схеми на основі стимульованих сигналів і експериментально отриманих вихідних характеристик із застосуванням ЕОМ. Тому, задача розробки математичних, програмних і методологічних засобів забезпечення діагностованості аналогових ППС на етапі проектування для наступного діагностування їх як на етапі виробництва, так і на етапі експлуатації, з метою підвищення надійності та якості, є актуальною.

МЕТОДИ ВИРІШЕННЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ

ППС являють собою складні нелінійні пристрої, що характеризуються великим розкидом постійних часу й змушеним періодичним режимом роботи. Діючі зовнішні чинники, які змінюються в широкому діапазоні, мають комплексний характер. При цьому розроблений пристрій повинен мати високу надійність. Одним із засобів підвищення надійності є розробка методів прогнозування відмов РЕЗ і діагностування до рівня електрорадіоелемента як на етапі виробництва, так і на етапі експлуатації.

Дослідження типових процесів схемотехнічного проектування РЕЗ показує, що сучасна методика проектування ППС не забезпечує їх діагностованість, ускладнюючи виявлення несправностей у процесі виробництва й експлуатації. Вчасно невиявлені дефекти на наступних етапах можуть викликати появу вторинних, ще більш «дорогих» дефектів. «Дорогими» є також приховані дефекти, які звичайно виявляються або на періодичних іспитах відібраної партії виробів, або лише при експлуатації.

Методи виявлення несправностей, які засновані на процедурах моделювання після перевірки схеми, дають більш точні результати. Найбільш імовірні оцінки надійності і якості РЕЗ можна отримати в нинішній час імітаційним моделюванням з використанням ідентифікаційного підходу. Але при використанні моделі квадратичного програмування такий метод вимагає більшого обсягу оперативних обчислень. Однак, у зв'язку з швидким розвитком обчислювальної техніки, цей недолік стає не настільки істотним.

Дослідження математичного забезпечення сучасних САПР РЕЗ і систем діагностування показало, що воно включає методи розв'язання систем інтегро-диференціальних рівнянь із змінним кроком і порядком, методи розв'язання систем нелінійних рівнянь, методи розв'язання систем лінійних алгебраїчних рівнянь, що враховують розріджаність математичної моделі схеми. Аналіз існуючих програмних пакетів схемотехнічного моделювання показав, що вони дозволяють розраховувати широкий клас електричних схем у статичному режимі, частотній і часовій областях, розраховувати функції чутливості вихідних характеристик до зміни внутрішніх параметрів схеми, а деякі з них, наприклад, Design Lab [1], проводять й оптимізацію вихідних характеристик.

Дослідження й аналіз існуючих автоматизованих систем діагностування РЕЗ показав, що в них здебільше акцент робиться на виміри. Звідси велика складність вимірювальних приладів і контактних пристроїв, великий перелік характеристик, що вимірюються, значна кількість вимірів. Недоліком таких систем також є неможливість діагностування поступових відмов через орієнтацію лише на контроль працездатності приладів і спрямування на виявлення дефектів в основному у вигляді обривів та коротких замикань.

На відміну від цифрової апаратури, для аналогових ППС відсутні сучасні методи й засоби забезпечення діагностованості, придатні для прямого й ефективного використання на стадії проектування, разом з широко впровадженими САПР, та самого діагностування ППС на стадіях виробництва і експлуатації, з урахуванням впливу зовнішніх чинників.

Тому розроблено метод забезпечення діагностованості на етапі проектування ППС, який дозволяє здійснювати аналіз їх вихідних характеристик з наступним визначенням технічного стану до рівня комплектуючого елементу як на стадії виробництва, так і на стадії експлуатації ППС. Блок-схема автоматизованого проектування ППС приведена на рисунку 1.

На етапі проектування вирішується задача забезпечення діагностованості ППС. За розробленими принциповою електричною схемою та конструкцією (блок 1) розраховуються вихідні характеристики (блок 2) з метою вибору ефективних стимульованих сигналів і вихідних характеристик, які достатні для однозначного

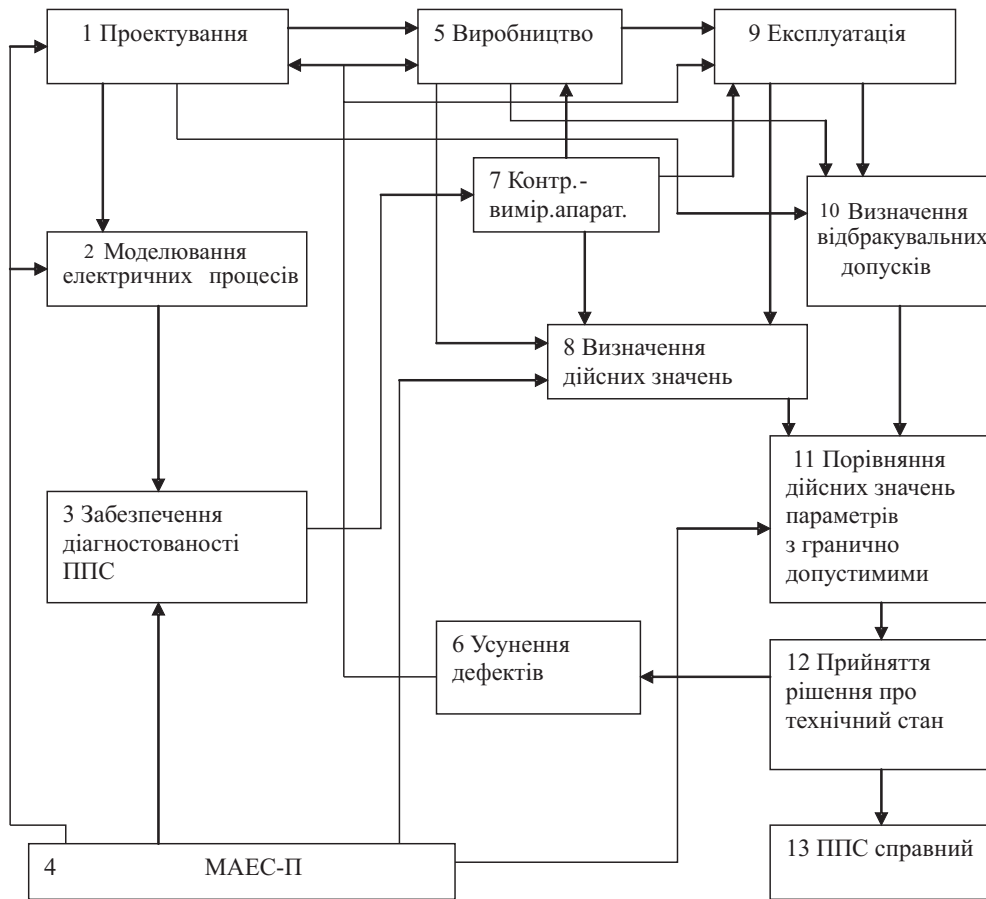


Рисунок 1 – Блок-схема автоматизованого проектування ППС із забезпеченням діагностованості

визначення всіх параметрів елементів, що діагностуються (блок 3).

При діагностуванні пристроїв перетворення сигналів на етапі виробництва (блок 5) і етапі експлуатації (блок 9) за допомогою контрольно-виміральної апаратури задаються стимульовані сигнали й вимірюються вихідні характеристики (блок 7). Граничні допустимі значення параметрів елементів на етапі виробництва визначаються через номінальні значення параметрів елементів і технологічні допуски. Граничні значення параметрів елементів на етапі експлуатації залежать від температури елементів і часу експлуатації і розраховуються через відбракувальні допуски (блок 10). Після цього результати вимірів разом з граничними допустимими значеннями параметрів елементів вводяться до ЕОМ і, за закладеною програмою, визначаються дійсні значення параметрів елементів (блок 8).

Отримані дійсні значення параметрів елементів порівнюються з допустимими (блок 11), які були визначені на основі технологічних допусків на етапі виробництва або на основі відбракувальних допусків на етапі експлуатації з урахуванням необхідної точності, і ви-

дається рішення про наявність або відсутність дефекту (блок 12).

Якщо дефект є (блок 6), то видається інформація про те, параметр якого елемента вийшов за допуск та рекомендація про його заміну або регулювання. Якщо всі елементи пристрою перетворення сигналів не мають дефектів і знаходяться в допустимих межах, то його технічний стан визначається як справний (блок 13).

При розробці алгоритму аналізу вихідних характеристик ППС на основі його схеми, вирішені питання вибору методу формування аналітичної моделі й базису незалежних змінних, а також вибору ефективних чисельних методів вирішення системи математичних співвідношень, які описують аналітичну модель з урахуванням її особливостей. Для розрахунку функцій параметричної чутливості вихідних характеристик ППС до зміни параметрів елементів використаний метод спряженої моделі, який має мінімальну трудомісткість.

Забезпечення діагностованості є проектною задачею, яка вирішується, починаючи з перших стадій схемотехнічного проектування. В протилежному випадку знижується ефективність діагностування й збіль-

шуються витрати, пов'язані з можливими доробками схеми та конструкції.

Діагностованість ППС забезпечується в тому випадку, коли за його характеристиками, що знімаються з зовнішніх виводів або доступних вузлів схеми, однозначно визначаються значення всіх параметрів елементів схеми, що діагностуються. Як міра діагностованості схеми до рівня параметрів окремого ЕРЕ на етапі проектування використовується ранг тестової матриці, складеної з функцій чутливості вихідних характеристик (для часової або частотної областей) до зміни параметрів елементів

$$A(q, Y) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N [\nabla A_q^{Y_{ij}}] \cdot [\nabla A_q^{Y_{ij}}]^T,$$

де $\nabla A_q^{Y_{ij}}$ – складова вектора градієнта функцій чутливості для i -х відлікових значень j -х вихідних характеристик Y_{ij} до зміни сукупності параметрів q ; $A(q, Y)$ – тестова матриця.

Для спрощення розрахунку рангу тестової матриці вона приводиться до діагонального вигляду з одиничними діагональними елементами. При цьому застосовується метод виключення Гауса. Для діагностованості схеми ранг тестової матриці повинен бути не менше кількості параметрів, що діагностуються.

Розроблений алгоритм дозволяє оцінити вибір ефективних стимульованих сигналів і вихідних характеристик для забезпечення діагностованості схеми ППС.

Розрахунок параметрів елементів схеми здійснюється мінімізацією функції середньоквадратичної помилки, визначеної через відносні вихідні характеристики

$$f(q) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \left[1 - \frac{Y_{ji\text{розр}}(q)}{Y_{ji\text{вим}}(q)} \right]^2, \quad (1)$$

де $Y_{ji\text{розр}}(q)$ – розрахункове значення j -ї вихідної характеристики Y в i -ї точці, що залежить від вектора параметрів елементів схеми q ; $Y_{ji\text{вим}}(q)$ – вимірне значення j -ї вихідної характеристики Y в i -ї точці.

Вимірювальні прилади мають різну похибку виміру [2] в залежності від виду, форми та інтервалу величин, що вимірюються, діапазону частот і т. і. Тому, для підвищення точності розрахунку параметрів елементів схеми, введені вагові коефіцієнти важливості складових функцій середньоквадратичної помилки (1), що визначаються за формулою

$$v_{ji} = \frac{1 - \gamma_{ji\text{вим}}}{\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N (1 - \gamma_{ji\text{вим}})},$$

де $\gamma_{ji\text{вим}}$ – відносна похибка виміру j -ї характеристики в i -ї точці.

З урахуванням цього функція середньоквадратичної помилки має наступний вигляд

$$f(q) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N v_{ji} \left[\frac{Y_{ji\text{розр}}(q)}{Y_{ji\text{вим}}(q)} - 1 \right]^2. \quad (2)$$

Мінімальне значення функції середньоквадратичної помилки, яке визначає точність ідентифікації параметрів елементів схеми з урахуванням похибки вимірів вихідних характеристик, визначається формулою

$$\Delta f_{\text{п}}(q) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \left[\frac{Y_{ji\text{розр}}(q)}{Y_{ji\text{вим}}(q)} \cdot \gamma_{ji} \times \right. \\ \left. \times \left(\gamma_{ji} + 2 - 2 \cdot \frac{Y_{ji\text{розр}}(q)}{Y_{ji\text{вим}}(q)} \right) \right],$$

де $Y_{jiT}(q)$ – значення j -ї вихідної характеристики Y в i -ї точці при точних вимірах.

Для однозначного відображення інформативної вихідної характеристики кількість відліків на ній необхідно брати відповідно до теореми відліків (Котельнікова), причому необов'язково, щоб відстань між відліковими значеннями була однаковою. На інтервалах, де значення вихідної характеристики змінюються більш швидко, відстань між відліками доцільно зменшити, бо ці інтервали мають більшу граничну частоту спектру. Важливо, щоб загальне число відліків $N = 2FmT + 1$ задовольняло теоремі Котельнікова.

В основі подальшого дослідження діагностичної моделі ППС для виявлення дефектів лежить передбачення про опуклість функціоналу (2) в околу деякої сукупності параметрів q . Це передбачення обґрунтовано тією обставиною, що цей функціонал є композицією опуклих функцій. Для таких функцій найкращими по швидкості збіжності й стійкості є градієнтні методи другого порядку, наприклад, Ньютона-Рафсона. Однак цей метод вимагає обчислення матриці Гессе других часткових похідних, що з обчислювальної точки зору проблематично як при забезпеченні діагностованості ППС на етапах проектування, так і при оперативному діагностуванні на стадіях виробництва, і тим більше на стадії експлуатації ППС. У зв'язку з цим найбільш доцільно використовувати метод Давідона-Флетчера-Пауелла, який не вимагає на кожному кроці обчислення зворотного гессіану $G^{-1}(q_i)$, тому що напрямком пошуку на кроці i є напрямком $-H_i g(q_i)$, де H_i – позитивно визначена симетрична матриця, яка обновляється на кожному кроці. В кінці кінців матриця H стає рівною зворотному гессіану. Цей метод використовує як ідеї методу Ньютона-Рафсона, так і властивість сполучених градієнтів, і при застосуванні для мі-

німізації опуклих, квадратичних функцій l змінних і сходиться не більш ніж за n ітерацій. Ідентифікація параметрів елементів ППС здійснюється мінімізацією функціоналу (2) методом Давідона-Флетчера-Пауелла.

Якщо на етапі забезпечення діагностованості ППС не вдається підібрати вихідні характеристики, які б забезпечили однокстремальність цільової функції (2) в області всіх можливих значень параметрів q , що діагностуються, від мінус нескінченності до плюс нескінченності, то на значення параметрів q необхідно накладати обмеження $q_{\text{нобм}}$ і $q_{\text{вобм}}$, які обмежують область можливих значень параметрів. Перетворені варійовані параметри q' зв'язані з вхідними q таким чином, що при будь-якому значенні $q'_n \in [-\infty, \infty]$ значення q_n не виходить за задані обмеження. Так, якщо на параметр q_n накладене обмеження $q_{\text{нн}}^{\text{обм}} < q_n < q_{\text{нн}}^{\text{обм}}$, то q_n замінюється на

$$q_n = q_{\text{нн}}^{\text{обм}} + (q_{\text{нв}}^{\text{обм}} - q_{\text{нн}}^{\text{обм}}) \cdot \sin^2(q'_n).$$

Це дозволяє проводити безумовну оптимізацію в просторі параметрів q' , не порушуючи обмежень на q . Накладені обмеження звичайно враховують 2–3 технологічних допуски.

Враховуючи, що з математичної точки зору для різноманітних схем ППС довести однокстремальність середньоквадратичної функції помилки проблематично, тому в даному випадку йдеться про перевірку однокстремальності функції помилки в області, що досліджується. Тобто, якщо, починаючи процес мінімізації із різноманітних точок, вдається кожного разу потрапляти до одного й того ж мінімуму середньоквадратичної функції помилок, можна вважати, що вона має один мінімум в області, що досліджується. Для перевірки цього всі параметри елементів пристрою задаються номінальними й розраховуються відповідні їм номінальні вихідні характеристики. Ці вихідні характеристики підставляються до середньоквадратичної функції помилки (2) як виміряні, а початкові значення параметрів ЕРЕ задаються відхиленими від номінальних випадковим чином. Якщо в результаті мінімізації значення параметрів дорівнюють номінальним, це означає, що мінімум знайдений. Для того, щоб мінімум був знайдений з будь-якої початкової точки необхідно:

- накладати обмеження на можливі значення параметрів ЕРЕ;
- включати до середньоквадратичної функції помилки (2) додаткові точки на вихідних характеристиках або додаткові вихідні характеристики.

Алгоритм автоматизованого діагностування параметрів ЕРЕ на етапах виробництва й експлуатації ППС, згідно з яким за допомогою контрольно-вимірювальної апаратури на пристрій подаються стимульовані сигнали й вимірюються вихідні характеристики, відібрані на етапі забезпечення діагностованості. Після цього за виміряними характеристиками розраховуються значення

параметрів і режимів роботи, які порівнюються з допустимими.

Перед проведенням діагностування на етапі експлуатації ППС необхідно розрахувати поточні експлуатаційні відбракувальні допуски на параметри елементів для визначення технічного стану на даний момент [2]. Якщо причини відмов вивчені, функції розподілу щільності ймовірності розкиду досліджені, технологічні процеси виконуються точно й матеріали мають високу чистоту, то деградаційні процеси, хоча й є випадковими, можна вважати близькими до детермінованих. Для такого випадку отримані формули, що дозволяють розраховувати експлуатаційні відбракувальні значення параметрів у залежності від температури й часу експлуатації

$$q_{\text{В}} = m(q_{\text{відх}}) + \chi_{\text{В}} \cdot \sigma(q_{\text{відх}});$$

$$q_{\text{Н}} = m(q_{\text{відх}}) - \chi_{\text{Н}} \cdot \sigma(q_{\text{відх}}),$$

де $q_{\text{В}}$, $q_{\text{Н}}$ – верхнє і нижнє відбракувальні значення параметрів; $\chi_{\text{В}}$, $\chi_{\text{Н}}$ – верхній і нижній коефіцієнти пропорційності для несиметричного закону розподілу; $m(q_{\text{відх}})$ – математичне очікування відхиленого фактичного значення параметра $q_{\text{відх}}$, $\sigma(q_{\text{відх}})$ – сумарне середньоквадратичне відхилення параметра $q_{\text{відх}}$.

Математичне очікування й сумарне середньоквадратичне відхилення параметра розраховуються за допомогою виразів

$$m(q_{\text{відх}}) = q_{\text{ном}} [1 + m(\alpha) \cdot \Delta T + m(\beta_{\text{зб}}) \cdot t_{\text{зб}} + m(\beta_{\text{е}}) \cdot t_{\text{е}}],$$

$$\sigma(q_{\text{відх}}) = \sqrt{\sigma_{\text{техн}}^2(q_{\text{відх}}) + \sigma_{\text{темп}}^2(q_{\text{відх}}) + \sigma_{\text{зб}}^2(q_{\text{відх}}) + \sigma_{\text{е}}^2(q_{\text{відх}})},$$

де $q_{\text{ном}}$ – номінальне значення параметра; ΔT – різниця між фактичною температурою елемента і нормальною температурою; $t_{\text{зб}}$ – час зберігання електрорадіоелемента, $t_{\text{е}}$ – час експлуатації електрорадіоелемента; $m(\alpha)$, $m(\beta_{\text{зб}})$, $m(\beta_{\text{е}})$ – математичні очікування температурного коефіцієнта α , коефіцієнтів старіння при зберіганні $\beta_{\text{зб}}$ і експлуатації $\beta_{\text{е}}$; $\sigma_{\text{техн}}(q_{\text{відх}})$, $\sigma_{\text{темп}}(q_{\text{відх}})$, $\sigma_{\text{зб}}(q_{\text{відх}})$, $\sigma_{\text{е}}(q_{\text{відх}})$ – середньоквадратичні відхилення, зумовлені технологією виготовлення, впливом температури, часом зберігання й часом експлуатації.

Для реалізації методу розроблено програмний комплекс автоматизованого проектування ППС з урахуванням забезпечення їх діагностованості, в основу математичного забезпечення якого покладені розроблені метод, модель і алгоритм проектування.

Розроблена методика дослідження й забезпечення діагностованості ППС на етапі його проектування дозволяє на ранніх стадіях етапу проектування вибрати ефективні стимульовані сигнали й інформативні конт-

рольовані сигнали, достатні для однозначного визначення дійсних значень усіх електричних параметрів ЕРЕ, що діагностуються, перевірити міру діагностованості розрахунком рангу тестової матриці, врахувати похибку вимірювальних приладів при ідентифікації параметрів схеми, розрахувати мінімально можливе значення критерію оптимізації.

Розроблена методика автоматизованого діагностування параметрів ЕРЕ на етапах виробництва й експлуатації ППС дозволяє шляхом математичного моделювання визначити фактичні значення параметрів елементів і їхні режими роботи, на основі стимульованих сигналів і вимірних вихідних характеристик, які вибрані на етапі забезпечення його діагностованості. Гранично допустимі значення параметрів елементів ППС розраховуються на етапі виробництва через технологічні допуски й номінальні значення параметрів, на етапі експлуатації при розрахунку додатково враховуються умови експлуатації.

Експериментально перевірено правильність запропонованих методу, алгоритму й програмних засобів з оцінкою точності запропонованої моделі.

ВИСНОВКИ

На основі проведеного аналізу процесів проектування, виробництва й експлуатації ППС розвинуто інформаційну технологію діагностування ППС на етапах виробництва та експлуатації. В рамках запропонованої технології розвинуто метод автоматизованого проектування ППС із забезпеченням їх діагностованості, заснований на детальному аналізі електричних процесів, що протікають у схемі з урахуванням їх особливостей, який орієнтований на здійснення діагностування як на етапі виробництва, так і на етапі експлуатації ППС за рахунок розробленого математичного й програмного забезпечення. Запропоновано діагностичну модель

УДК 543.257.2(088.8)

А. С. Тисличенко, В. Н. Михайлин

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ И ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕДНОХЛОРСЕРЕБРЯНОГО ЭЛЕКТРОДА

Проведен сравнительный анализ точности и воспроизводимости результатов измерений при использовании хлорсеребряного и разработанного нами меднохлорсеребряного электродов.

ППС, яка відрізняється своїм складом і ступенем урахування впливу зовнішніх чинників (час і умови експлуатації, похибки вимірювальних приладів). Розроблено методику дослідження й забезпечення діагностованості ППС на етапах проектування, виробництва та експлуатації. Методика відрізняється вибором стимульованих і контрольованих сигналів, інформативних контрольних точок вимірювань у статичному режимі, частотній і часовій областях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. OrCAD Pspice. User's Guide. – Oregon: Cadence PCB System Division, 2002. – 236 p.
2. Nikolay Kasyan. Method of the automated analysis and supports of the electrical characteristics of devices of functional conversion with a support diagnosing. Proceedings of the VI-th International Conference CADSM 2001, 12–17 February 2001, Lviv-Slavsko, Ukraine, p. 121–122.

Надійшла 14.03.05
Після доробки 10.09.05

Предлагается информационная технология диагностирования аналоговых устройств преобразования сигналов, предназначенная для получения более высоких показателей эффективности изделий путем проведения диагностического контроля их состояния, выявления и устранения потенциально ненадежных элементов на этапах производства и эксплуатации. Для ее реализации разработаны метод обеспечения диагностируемости, математическую модель и методику диагностирования параметров электрорадиоэлементов на этапах производства и эксплуатации.

The method of maintenance of diagnosing of analog devices of transformation of the signals, intended for reception of higher parameters of efficiency of products by realization of diagnostic check of their condition, revealing and elimination of potentially unreliable elements at production phases and is offered to operation. The mathematical base of a method provides compactness of program realization at realization of automation of researches with the help of the COMPUTER.

ВВЕДЕНИЕ

Одними из основных требований, предъявляемых к ионоселективным электродам (ИСЭ), являются линейность электродной характеристики в заданном диа-

пазоне активностей определяемого иона, а также высокая точность (показатель близости полученного результата к истинному значению) и воспроизводимость (показатель близости друг к другу результатов нескольких измерений в одном растворе) результатов измерений. Последние два параметра особенно важны в медицинской диагностике, проводимой с использованием ИСЭ. Идея ее состоит в том, что ряд заболеваний можно определить на ранних стадиях по изменению активности тех или иных ионов в крови человека, слюне, желудочном соке и т. д. Одним из недостатков такой диагностики является необходимость очень точного определения активности ионов, т. к. в большинстве случаев она изменяется незначительно. Поэтому важной задачей является учет и, по возможности, исключение факторов, которые могут привести к ошибкам в измерениях, а также использование ИСЭ, мало подверженных внешним мешающим воздействиям.

Одним из критических мест в конструкциях всех ИСЭ, используемых на сегодняшний день, является спай в месте контакта внутреннего вспомогательного электрода и медного проводника. Возникающий в месте этого спаи гальвани-потенциал при измерениях, проводимых при постоянной температуре, также остается постоянным [1] и не влияет на точность измерений. Но при изготовлении нескольких электродов нельзя ожидать у них одинаковой величины этого потенциала, т. к. очень сложно обеспечить абсолютно одинаковые условия пайки. Поэтому наличие такого паяного соединения увеличивает разброс параметров для разных электродов.

С целью уменьшения этого разброса параметров, уменьшения погрешности, вызываемой изменением температуры в процессе измерений, а также для снижения расхода серебра при изготовлении ИСЭ, нами было предложено использовать в качестве внутреннего вспомогательного электрода медную проволоку, на часть которой электрохимическим путем нанесен слой серебра и хлоридсеребряная пленка [2]. Предполагается, что при электрохимическом осаждении серебра на медную основу легче обеспечить постоянство режимов осаждения, контролировать площадь контактирующих поверхностей и качество контакта, чем это возможно при пайке. Кроме того, согласно [1], при изменении температуры на 1°C гальвани-потенциал на границе раздела фаз медь/серебро изменится на величину 10^{-4} мВ, тогда как в месте контакта меди с паяльным оловом – на 10^{-3} мВ.

На первом этапе исследований конструкция предложенного нами меднохлорсеребряного электрода предполагает, как и в обычном хлорсеребряном электроде, наличие паяного соединения, но уже между медной основой электрода и медным проводником.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для исследования возможности и целесообразности использования такого электрода вместо хлорсеребряного необходимо провести ряд измерений при помощи обоих электродов, после чего сравнить точность и воспроизводимость полученных результатов. При этом не ставилась задача определить максимально возможные точность и воспроизводимость, а только сравнить результаты, полученные в идентичных условиях, с учетом возможного влияния мешающих факторов.

2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Меднохлорсеребряный электрод был изготовлен способом, аналогичным изложенному в [2]. Использовалась медная проволока диаметром 394 мкм. Серебрение проводилось в течение 15 часов при постепенном уменьшении тока от 390 мкА до 160 мкА. Измерения показали, что толщина осажденного слоя серебра составила 64 ± 2 мкм.

Создание пленки хлорида серебра проводилось в децимолярном растворе соляной кислоты в течение 3 минут. Напряжение источника питания составило 2 В, полярность менялась через каждые 15 с. В результате была получена сплошная пленка светло-серого цвета.

Изготовленный таким образом электрод II рода был припаян к медному проводнику. Часть медной проволоки, на которую не проводилось осаждение серебра, была помещена внутрь пластиковой трубки и изолирована для исключения контакта меди со внутренним раствором ИСЭ. Далее электрод был помещен в корпус калийселективного электрода ЭМ-К-01, куда был залит внутренний раствор хлорида калия с концентрацией 10^{-1} моль/л. В качестве эталонного использовался заводской хлорсеребряный электрод той же модели с тем же внутренним раствором. Перед началом измерений оба электрода в течение суток выдерживались в растворе KCl с концентрацией 10^{-3} моль/л, в этом же растворе они хранились между сериями измерений. В качестве измерительного прибора использовался иономер ЭВ-74, ко входам которого присоединялись измерительный электрод и электрод сравнения ЭВЛ-1МЗ. Цена деления шкалы прибора составляет 5 мВ, но, имея навык работы с данной моделью иономера, можно считывать результат с точностью до 0,5 мВ. Измерения проводились в 5 тестовых растворах хлорида калия с концентрациями $10^{-1} \dots 10^{-5}$ моль/л, в которые электроды погружались в порядке увеличения концентрации раствора.

Эксперимент проводился следующим образом. Электроды погружались в 15 мл раствора, после чего иономер переключался в режим измерения ЭДС. Считывание показаний прибора проводилось 1 раз в минуту .до

Таблица 1 – Результаты измерений

№ серии	T, °C	C, моль/л									
		Хлорсеребряный электрод					Меднохлорсеребряный электрод				
		10 ⁻⁵	10 ⁻⁴	10 ⁻³	10 ⁻²	10 ⁻¹	10 ⁻⁵	10 ⁻⁴	10 ⁻³	10 ⁻²	10 ⁻¹
1	19	-87,5	-80,5	-28,0	22,0	69,5	-102,0	-79,0	-30,5	16,5	61,0
2	21	-100,0	-83,0	-32,0	19,0	67,0	-90,0	-79,5	-30,0	18,0	62,5
3	21	-78,5	-84,0	-32,5	17,0	67,0	-91,0	-79,5	-32,0	15,5	63,0

тех пор, пока два последовательных считывания не давали одного и того же значения ЭДС. После этого электроды вынимались из раствора, промывались дистиллированной водой и осушались фильтровальной бумагой. После проведения измерений во всех пяти растворах заменялся измерительный электрод, и процедура повторялась. Всего было проведено три таких серии измерений, по одной серии в день. Полученные значения ЭДС в милливольтках приведены в таблице 1.

3 ОБРАБОТКА И АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Используя значения коэффициента активности, приведенные в [3], были рассчитаны значения активностей a и величины pK , соответствующие концентрациям тестовых растворов. Найденные значения приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Концентрации, активности ионов калия и значения pK в тестовых растворах

C, моль/л	a , моль/л	pK
10 ⁻¹	7,7108·10 ⁻²	1,1129
10 ⁻²	9,0074·10 ⁻³	2,0454
10 ⁻³	9,6494·10 ⁻⁴	3,0155
10 ⁻⁴	9,8855·10 ⁻⁵	4,0050
10 ⁻⁵	1,0·10 ⁻⁵	5,0

По полученным данным для обоих электродов для каждой серии измерений с помощью метода линейной регрессии были рассчитаны коэффициенты уравнения:

$$E = E_0 - S \cdot pK, \quad (1)$$

где E – измеренная ЭДС электродной системы, мВ; E_0 – стандартный потенциал данной электродной системы, мВ; S – угол наклона электродной характеристики, мВ/рИон.

А также определены абсолютные отклонения (ΔE) измеренных значений ЭДС от рассчитанных с помощью данной зависимости. При расчете не использовались результаты измерений в растворе с концентрацией 10⁻⁵ моль/л, т. к. эта концентрация не попадает в диапазон линейности электродной характеристики

электрода ЭМ-К-01. Результаты расчетов представлены в таблице 3.

Для определения точности и воспроизводимости результатов измерений была проведена статистическая обработка экспериментальных данных. Используя рассчитанные значения коэффициентов уравнения (1), по измеренным значениям ЭДС были найдены соответствующие им значения активностей ионов калия в растворах. Затем для каждого раствора по трем измерениям было найдено среднее значение активности и доверительный интервал Δa . Также средние значения и доверительные интервалы были найдены для стандартных потенциалов и углов наклона электродной характеристики. При вычислении доверительных интервалов была принята достоверность 95 %. Результаты расчетов приведены в таблице 4.

Результаты показывают, что:

а) как следует из сравнения средних значений активностей с их действительными значениями, точность измерений, проводимых с использованием обоих электродов, примерно одинакова;

б) воспроизводимость результатов, характеризующаяся доверительным интервалом, у меднохлор-серебряного электрода несколько хуже, чем у хлорсеребряного. Частично это можно объяснить меньшим значением угла наклона электродной характеристики меднохлорсеребряного электрода, что определяется состоянием мембраны;

в) величина E_0 у обоих электродов значительно сильнее изменилась после первой серии измерений, чем после второй. Очевидно, это связано с изменением температуры на 2 °C;

г) максимальное значение доверительного интервала для активности раствора (в процентах от среднего значения активности) составляет ~10,9 % для хлор-серебряного электрода и ~13,1 % – для меднохлор-серебряного, что, согласно [3], является типичным для измерений, проводимых в обычных условиях (т. е. без стабилизации температуры, размешивания растворов, использования цифрового иономера и др.).

Дополнительными преимуществами предложенного нами меднохлорсеребряного электрода II рода являются:

– упрощение технологии изготовления электрода, в частности, использование электрохимического метода

получения хлорсеребряного покрытия вместо погружения серебряной основы в расплав хлорида серебра [4];

– снижение себестоимости электрода за счет уменьшения расхода серебра по сравнению с методом, описанным в [4], по крайней мере, в 40 раз.

Таблица 3 – Рассчитанные коэффициенты уравнения (1) и отклонения измеренных значений ЭДС от рассчитанных

№ серии	рК	Хлорсеребряный электрод			Меднохлорсеребряный электрод		
		E_0 , мВ	S , мВ/рК	ΔE , мВ	E_0 , мВ	S , мВ/рК	ΔE , мВ
1	1,1129	127,6643	51,8389	-0,4729	115,2033	48,4156	-0,3215
	2,0454			0,3669			0,3261
	3,0155			0,6557			0,2941
	4,0050			-0,5497			-0,2986
2	1,1129	124,9140	51,9370	-0,1133	117,8078	49,1444	-0,6150
	2,0454			0,3179			0,7122
	3,0155			-0,2981			0,3872
	4,0050			0,0936			-0,4844
3	1,1129	124,4202	52,0868	0,5472	117,0316	49,2324	0,7591
	2,0454			-0,8819			-0,8317
	3,0155			0,1475			-0,5714
	4,0050			0,1873			0,6440

Таблица 4 – Результаты статистической обработки данных

	a , моль/л	Электрод	
		Хлорсеребряный	Меднохлорсеребряный
$a_{\text{ср.}}$, моль/л	$7,7108 \cdot 10^{-2}$	$7,7074 \cdot 10^{-2}$	$7,6917 \cdot 10^{-2}$
Δa , моль/л		$6,2207 \cdot 10^{-3}$	$9,2297 \cdot 10^{-3}$
Δa , %		8,0711	11,9996
$a_{\text{ср.}}$, моль/л	$9,0074 \cdot 10^{-3}$	$8,9845 \cdot 10^{-3}$	$9,0417 \cdot 10^{-3}$
Δa , моль/л		$9,7833 \cdot 10^{-4}$	$1,1851 \cdot 10^{-3}$
Δa , %		10,8890	13,1070
\bar{a} , моль/л	$9,6494 \cdot 10^{-4}$	$9,7233 \cdot 10^{-4}$	$9,6688 \cdot 10^{-4}$
\bar{a} , моль/л		$7,2375 \cdot 10^{-5}$	$8,3565 \cdot 10^{-5}$
\bar{a} , %		7,4435	8,6428
\bar{a} , моль/л	$9,8855 \cdot 10^{-5}$	$9,8471 \cdot 10^{-5}$	$9,8659 \cdot 10^{-5}$
\bar{a} , моль/л		$6,1257 \cdot 10^{-6}$	$9,8952 \cdot 10^{-6}$
\bar{a} , %		6,2208	10,0297
\bar{S} , мВ/рК	–	51,9542	48,9308
ΔS , мВ/рК		0,4383	1,5740
ΔS , %		0,8437	3,2168
E_0 , мВ	–	125,6662	116,3476
ΔE_0 , мВ		6,1371	4,6720
ΔE_0 , %		4,8836	4,0156

ВЫВОДЫ

Проведенные исследования показали принципиальную возможность и целесообразность замены хлорсеребряного электрода более дешевым меднохлорсеребряным. В дальнейшем планируется усовершенствовать технологию электролитического осаждения серебряного и хлорсеребряного покрытий, а также устранить паяное соединение электрода с медным проводником.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Камман К. Работа с ионоселективными электродами. – М.: Мир, 1980. – 428 с.
2. Декларационный патент № 5864 (Украина). Способ изготовления хлорсеребряного индикаторного электрода /

- Е. Я. Швець, В. М. Михайлін, О. С. Тісліченко. – 2005. – Бюл. № 3. – 2 с.
3. A beginners guide to ion-selective electrode measurements [Электронный ресурс] / Rundle C. C. – Электрон. дан. – London, 2000. – Режим доступа: <http://www.nico2000.net/Book/guide1.htm>. – Загл. с экрана.
 4. А. с. № 291141 (СССР). Способ приготовления хлорсеребряного индикаторного электрода / В. И. Петренко, В. П. Храпай, Н. С. Баландина. – 1971. – Бюл. № 3. – 2 с.

Надійшла 20.04.05
Після доробки 8.10.05

Проведено порівняльний аналіз точності та відтворюваності результатів вимірів при використанні хлорсеребряного та розробленого нами міднохлорсеребряного електродів.

A comparative analysis of accuracy and reproducibility of measurements' results for using an Silver/Silver Chloride electrode and new Copper/Silver/Silver Chloride one, which had been designed by us, is carried out.

УДК 621.3.049.77

Е. Я. Швець, Е. Н. Киселев

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРИРОВАННЫХ КОМБИНИРОВАННЫХ ДАТЧИКОВ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЙ

Предложены новая методика разработки и исследования интегрированных адаптивных датчиков на основе комбинированных твердотельных структур, к которым относится биполярный транзистор с полевым управлением (БТПУ). Исследования характеристик БТПУ показали их способность к адаптивному изменению электрических параметров. На базе предложенной методики разработаны и исследованы конструкции датчиков мощности излучений.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие методов измерительной техники обуславливает необходимость в создании новых датчиков мощности излучений (ДМИ). При этом, основные усилия изготовителей направлены на снижение инерционности, повышение чувствительности, увеличение динамического диапазона при сохранении высокого коэффициента поглощения. С этой точки зрения перспективным является обеспечение адаптивной настройки чувствительности пироэлектрических приемников.

Создание ДМИ, реализующих функции адаптивной настройки делает актуальными изучение возможности интеграции пироэлектрических преобразователей с твердотельными полупроводниковыми приборными структурами, к которым относится биполярный транзистор с полевым управлением (БТПУ), пред-

варительные исследования которого [1] показали возможность его использования в качестве основы для интеллектуальных сенсоров. Таким образом, представляет интерес дальнейшее исследование характеристик БТПУ, ДМИ на его основе и разработка методов и средств автоматического регулирования чувствительности.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Схемные решения предварительной обработки в современных ДМИ реализуются путем интеграции отдельных функциональных элементов в микроэлектронные конструкции сенсоров. Поэтому предпочтительным представляется схема обработки, которая обладала бы следующими характеристиками [2]:

– высоким входным сопротивлением, с возможностью адаптивного изменения в процессе функционирования ДМИ, для лучшего согласования выходного сопротивления пироэлектрического сенсора с входным сопротивлением схемы обработки и обеспечения высокого уровня чувствительности по напряжению;

– высоким коэффициентом усиления для получения высокого уровня выходного сигнала ДМИ;

- автоматической регулировкой усиления схемы обработки для снижения уровня искажений выходного сигнала пироэлектрического сенсора;

- малым количеством элементов схемы предварительной обработки для упрощения ее интеграции в структуру ДМИ;

- возможностью сопряжения по уровню сигналов с цифровыми измерительными системами;

- включение в схему элементов, обеспечивающих с помощью системы обратной связи, адаптивной настройки характеристик ДМИ.

Исходя из вышесказанного, рациональным представляется решение следующих задач:

- исследование БТПУ для создания математических моделей ДМИ, определение управляющих параметров в структурах ДМИ;

- синтез конструкций пироэлектрических ДМИ на основе БТПУ;

- исследование на основе математического моделирования и макетирования возможности адаптации предлагаемых датчиков к величине мощности излучений.

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ПОЛЕВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Для разработки датчиков на основе БТПУ нами предложена методика синтеза конструкций и моделей, согласно которой выделяется 3 уровня исследований, соответствующих подсистемам чувствительного элемента (ЧЭ) – поглотителя излучений, управляющего элемента (УЭ) – пироэлектрического преобразователя и исполнительного элемента (ИЭ) – БТПУ. При этом, исследование БТПУ с помощью программ схемотехнического моделирования позволяет минимизировать затраты вычислительных ресурсов, без ухудшения точности полученных результатов.

Анализ физических процессов в БТПУ проводился на основе разработанной схемотехнической модели (рис. 1). Определение параметров элементов схемы замещения БТПУ выполнялось согласно [3]. Адаптация модели для пакета программ МАЭС-П позволила получить и исследовать входные, выходные и передаточные характеристики БТПУ.

Установлено, что выходной ток БТПУ зависит от величины тока базы и потенциала полевого электрода. При величине напряжения на затворе, больше пороговой, в базовой области образуется проводящий канал, шунтирующий биполярную часть. В результате выходной ток БТПУ изменяется (рис. 2). Ток подложки (базы), протекающий параллельно току канала, вызывает перераспределение потенциала подложки, что не только изменяет пороговое напряжение МОП-структуры, но и величину тока коллектора (стока). В результате

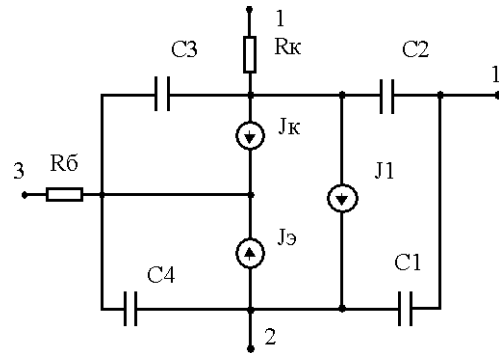


Рисунок 1 – Эквивалентная схема БТПУ:

1 – затвор; 2 – эмиттер (исток); 3 – коллектор (сток);
4 – база (подложка)

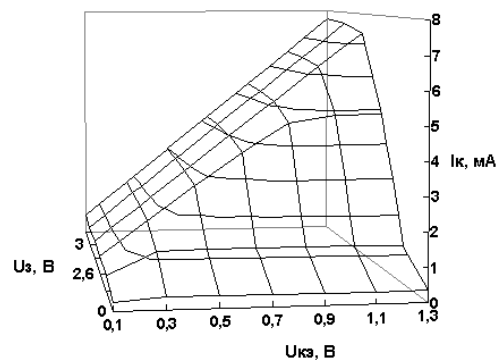


Рисунок 2 – Зависимость тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер при различных напряжениях на затворе БТПУ

этого выходные характеристики переходят в режим насыщения при больших значениях напряжения $U_{кэ}$ и ток, протекающий в выходной цепи, имеет большую величину, чем в классическом биполярном транзисторе. Этот механизм обуславливает возможность создания адаптивных датчиков на основе БТПУ.

Проведен анализ адекватности результатов исследований на основе моделирования выходных характеристик БТПУ согласно разработанной модели с помощью программных средств MicroSim 8.0 (PSPICE 8.0) и MultiSim 6.01. Установлено, что характеристики, полученные в системе МАЭС-П практически полностью идентичны зависимостям, рассчитанным по многоуровневым моделям полупроводниковых компонентов из библиотек других пакетов программ. Использование MultiSim 6.01 для исследования БТПУ показало более высокую степень расхождения результатов с другими тестовыми системами, т. к. вычислительные алгоритмы в системе MultiSim 6.01-Electronics WorkBench обладают большей простотой, а используемые модели не учитывают особенностей малосигнальных режимов работы компонентов. Качественно результаты исследо-

ваний совпадают для всех трех программных средств, а наблюдаемые количественные различия объясняются различными уровнями описания моделей биполярного и МОП-транзисторов в системах MicroSim 8.0 и MultiSim 6.01.

Установлено, что полученные характеристики коррелируют с характеристиками наиболее близких к БТПУ приборных полупроводниковых структур – TIGBT. Вместе с тем, полученные характеристики БТПУ подтвердили теоретические предпосылки о возможности автоматической подстройки ее параметров. Следовательно, такую структуру можно использовать как основу для построения адаптивных ДМИ, а разработанную модель расширить до модели ДМИ.

РАЗРАБОТКА КОНСТРУКЦИЙ ДАТЧИКОВ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЙ

Разработана обобщенная конструкция ДМИ, приведенная на рис. 3. ДМИ содержат ЧЭ, УЭ в виде пленки пироэлектрика и ИЭ в виде БТПУ. Работа ДМИ сопровождается изменением выходного параметра ИЭ в результате изменения потенциала на одном из электродов БТПУ, электрически соединенном с пироэлектриком. Нагрев пироэлектрика происходит за счет преобразования мощности сигнала в теплоту с помощью ЧЭ. Оценка чувствительности подсистемы датчика «поглотитель + пироэлектрик» показала, что для ДМИ, работающего в квазистационарном режиме, ин-

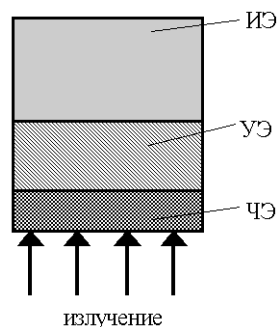


Рисунок 3 – Обобщенная схема ДМИ

тенсивность волны, вызывающая повышение температуры на 1 К зависит от теплопроводности среды в корпусе; размеров датчика; отношения полной площади поверхности датчика к площади поглощающей поверхности и от эффективного коэффициента отражения излучения ДМИ.

Разработана структура ДМИ, показанная на рис. 4, согласно которой измерительный преобразователь содержит подложку 1, из кремния *n*-типа с ориентацией (100), на которой выполнена изопланарная транзисторная структура с боковой SiO₂-изоляцией. В ней с помощью анизотропного травления выполнен паз 2, дно которого расположено в области коллектора 3, а области базы 4 и эмиттера 5 ограничены одной из

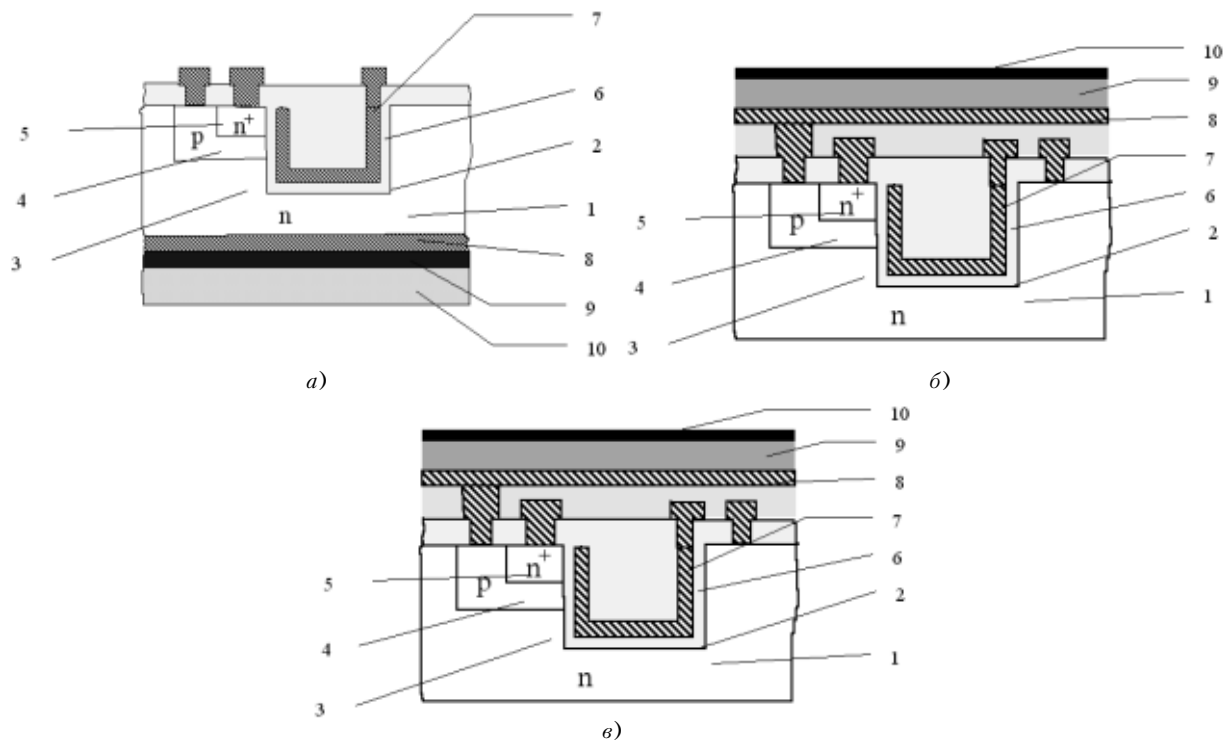


Рисунок 4 – Варианты структур ДМИ

стенок паза, на стенках паза сформирован слой SiO₂ 6 и дополнительный полевой электрод-затвор 7. На коллекторный контакт 8 последовательно наносятся слои пироэлектрика 9 и металлоуглеродного композита 10, осуществляющие преобразование мощности сигнала.

Разработаны несколько видов конструктивно-технологического исполнения ДМИ (рис. 4):

- а) с ЧЭ и УЭ в цепи коллектора БТПУ (рис. 4, а);
- б) с ЧЭ и УЭ в цепи затвора БТПУ (рис. 4, б);
- в) с ЧЭ и УЭ в цепи базы БТПУ (рис. 4, в).

Показано, что в ДМИ реализуются три режима работы:

- а) режим непосредственного измерения амплитуды выходного сигнала;
- б) режим выбора вида выходной характеристики ДМИ;
- в) режим модуляции выходного сигнала.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДАТЧИКОВ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЙ

Проведен анализ исследуемых ДМИ в пределах длительности активного импульса падающего излучения. С учетом того, что поглощаемую пироэлектрическим приемником мощность излучения W можно представить, как сумму мощности, затрачиваемой на переполаризацию пироэлектрика, расположенного между ЧЭ и ИЭ, и мощности, рассеиваемой датчиком путем излучения и теплопроводности, математическая модель преобразования сенсора может быть представлена в виде:

$$i_p = W \cdot \gamma \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \tag{1}$$

где i_p – пироэлектрический ток СМИ; $\gamma = \frac{p \cdot A^2 \cdot \eta}{\alpha} \cdot \frac{1}{\tau}$; t – время; τ – постоянная, не зависящая от температуры и времени; p – пироэлектрический коэффициент; A – площадь ЧЭ; η – коэффициент эмиссии; α – коэффициент, характеризующий теплоотдачу посредством теплопроводности и излучения.

С целью усиления выходного сигнала и адаптации измерительного преобразователя к внешнему воздействию, был использован БТПУ. Рассмотрены схемные решения с подключением ЧЭ и УЭ в цепь затвора БТПУ и с подключением ЧЭ и УЭ в цепь базы БТПУ. Особенностью первого варианта является то, что эквивалентная схема сенсора включает в себя схему замещения БТПУ, в цепь затвора которой введен источник пироэлектрического тока J_p и конденсатор C_1 , характеризующий собственную емкость подсистемы «ЧЭ+УЭ» сенсора. Ток источника J_p описывается уравнением (1), а емкость C_1 рассчитывалась по формуле плоского конденсатора. В процессе моделирова-

ния датчика с помощью пакета программ МАЭС-П сделан вывод о том, что рассматриваемый вариант датчика следует использовать в качестве порогового элемента, реагирующего на задаваемую величину мощности излучения (рис. 5). Считая, что включение датчика происходит в момент появления излучения, выражение для пороговой мощности срабатывания датчика $W_{пор}$ можно представить в виде:

$$W_{пор} = \frac{\tau^2 \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot \alpha}{p \cdot \delta \cdot A \cdot \eta} \cdot \left(2,4 - \frac{2}{3} \cdot \theta \cdot U_{БЭ}\right), \tag{2}$$

где ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость пироэлектрика; ϵ_0 – абсолютная диэлектрическая про-

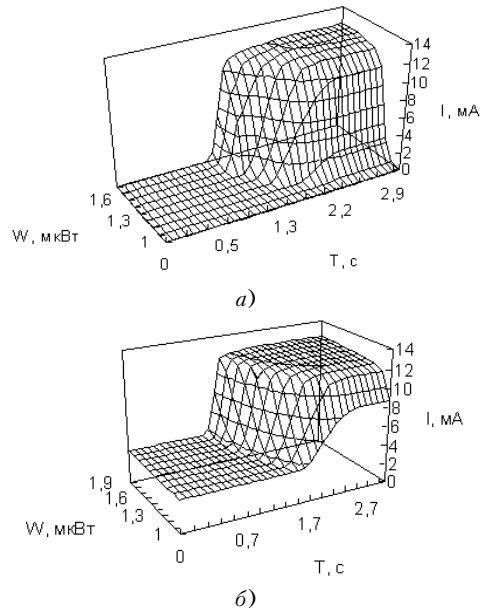


Рисунок 5 – Зависимость выходного тока датчика с подключением подсистемы «ЧЭ+ПЭ» в цепь затвора БТПУ от мощности излучения:

а – отсутствие тока настройки; б – ток настройки равен 50 мкА

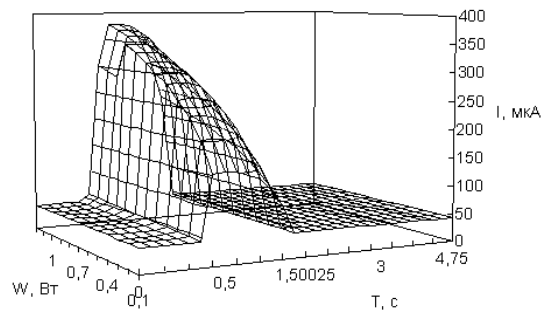


Рисунок 6 – Зависимость выходного тока датчика с подключением подсистемы «ЧЭ+УЭ» в цепь базы БТПУ от величины мощности излучения

нищаемость вакуума; θ – поправочный коэффициент; $U_{БЭ}$ – напряжение база-эмиттер в БТПУ; δ – толщина апиэлектрика.

Из (2) следует, что, порог срабатывания датчика можно регулировать, изменяя потенциал базы БТПУ.

Особенностью датчика с подключением подсистемы «ЧЭ+УЭ» в цепь базы первого варианта датчика является соединение источника пироэлектрического тока с базой БТПУ. При этом настройку ДМИ осуществляют путем изменения напряжения затвор-эмиттер. Результаты расчетов приведены на рис. 6.

Анализ полученных данных показал, что сигнал пироэлектрического тока усиливается БТПУ. Форма выходного сигнала датчика коррелирует с формой импульса тока пироэлектрика. Увеличение регулировочного потенциала затвора не искажает формы выходного импульса при росте величины выходного тока. Таким образом, решается проблема усиления импульса тока пироэлектрика, но остается необходимость в дальнейшем преобразовании выходного импульса.

Выполнена проверка адекватности моделирования ДМИ на макетном измерительном стенде. Измерения проводились для выходных характеристик при $I_B = 50$ мкА; передаточных – при $U_{КЭ} = 0,8$ В. Статистическая обработка результатов измерений проводилась с использованием программы статистической обработки данных STATISTIKA 2.2. Максимальное значение среднеквадратичной ошибки не превышает $2,64 \cdot 10^{-4} A^2$ при измерении зависимости от напряжения питания и $4,55 \cdot 10^{-5} A^2$ при измерении зависимости от тока базы, а все полученные величины не выходят за пределы 95 % – интервала надежности. Аппроксимирующие кривые, математически описываются степенными многочленами различного порядка. Выбор порядка аппроксимирующего уравнения производился из соображения наиболее близкого расположения аналитических и экспериментальных точек. В результате, только некоторые из экспериментальных значений не совпадают с регрессионной кривой при уровне надежности 95 %. Поэтому можно сделать вывод об удовлетворительном соответствии при использовании для регрессионного анализа степенных многочленов, целью которого является точное определение коэффициентов регрессионных моделей.

РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ СОЗДАНИЯ ДАТЧИКОВ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЙ

Обобщенная последовательность изготовления интегральных измерительных преобразователей приведена на рис. 7, где известные технологические операции создания БТПУ, дополняются нанесением слоя пироэлектрика. В качестве пироэлектрика исследовались материалы семейства перовскитов. Для толстых слоев пироэлектрика использовалась PZT-керамика – $PbTiO_3$.

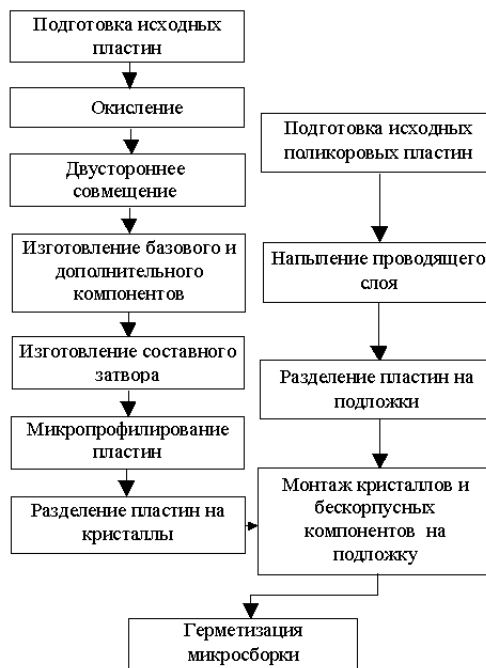


Рисунок 7 – Схема технологического процесса производства интегрального датчика мощности

Пленки $PbTiO_3$ (POT) изготавливались на основе модифицированного золь – гель метода. Отличительными особенностями используемого метода являются: проведение всех термических операций в воздушной атмосфере; время хранения исходного раствора компонентов – до 6 мес.; исключение проведения частичного гидролиза в атмосфере чистого азота; отсутствие в хранящихся растворах азотной кислоты, используемой, для избежания преждевременной гелизации. При создании ДМИ на первый план выходит проблема физико-химического и механического взаимодействия пироэлектрического слоя с окружающими материалами, т. к. это может привести, с одной стороны, к ухудшению характеристик пироэлектрического преобразователя, а с другой – к деградации активных полупроводниковых структур. Поэтому технологическая схема изготовления ДМИ исключает процессы высокотемпературного отжига после создания пленки пироэлектрика.

ВЫВОДЫ

Предложены и исследованы конструкции датчиков мощности излучений на основе биполярного транзистора с полевым управлением. Эти датчики включают функционально интегрированные подсистемы поглотителя излучения, преобразователя энергии излучения на основе пироэлектрика и биполярный транзистор с полевым управлением в качестве исполняющего и управляющего элемента.

Исследования характеристик разработанных датчиков показали возможность адаптивной регулировки их чувствительности в зависимости от уровня мощности излучения путем изменения условий прохождения электрического тока в биполярном транзисторе с полевым управлением. В результате предложены следующие методы измерения мощности излучения на основе различных способов соединения пироэлектрического преобразователя и биполярного транзистора с полевым управлением датчиков – регистрация превышения контролируемым излучением заданного порогового значения мощности и измерение мощности излучения путем определения амплитуды выходного импульса тока ДМИ.

Разработанные ДМИ характеризуются адаптивной регулировкой чувствительности в пределах 0,125–7,5 мА/мкВт для варианта включения подсистемы «ЧЭ+УЭ» в цепь затвора БТПУ, и 0,267–1 мА/Вт для варианта включения подсистемы «ЧЭ+УЭ» в цепь базы БТПУ. Динамика изменения выходного тока ДМИ показывает, что первый вариант является бинарным датчиком, а второй – аналоговым. Эти результаты позволяют использовать пироэлектрические ДМИ для создания высокоточных автоматизированных контрольно – измерительных систем, не требующих охлаждения датчиков.

Исследования макетов БТПУ и ДМИ показали адекватность результатов исследований разработанной модели ДМИ. Кроме того, это показывает возмож-

ность реализации исследуемых ДМИ как в рамках технологии кремниевых ИС, так и с заменой вертикальной интеграции на горизонтальную в рамках технологии гибридных микросборок и модулей.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Костенко В. А. Комбинированные твердотельные структуры и микроэлектронные измерительные преобразователи. – Запорожье: Издательство ЗГИА, 1997. – 109 с.
2. Кременчугский А. С. Сегнетоэлектрические приемники излучений. – К.: Наукова думка, 1971. – 235 с.
3. Костенко В. А., Киселев Е. Н., Глазеева О. В. Исследование Би-МОП структуры для интегрированных датчиков мощности излучений // Холодильна техніка і технологія. – 2004. – № 5 (91). – С. 92–97.

Надійшла 22.03.05

Після доробки 14.10.05

Запропоновано нову методику розробки і дослідження інтегрованих адаптивних датчиків на основі комбінованих твердотільних структур, до яких відноситься біполярний транзистор з польовим керуванням (БТПК). Дослідження характеристик БТПК показали їх здібність до адаптивної зміни електричних параметрів. На базі запропонованої методики розроблені і досліджені конструкції датчиків потужності випромінювань.

New method of development and research of integrated adaptive sensors based on the combined solid state structures, to which a field controlled bipolar transistor (FCBT), are offered. Researches FCBT characteristics showed their ability for the adaptive change of electric parameters. Developed and investigational construction of power radiation sensors based on the offered method.

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELLING

УДК 004.032.2

С. Г. Антощук, А. А. Николенко

МЕТОД ПОИСКА ЭКСТРЕМУМА В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

В статье представлен и математически обоснован метод поиска экстремумов в условиях помех с использованием гиперболического вейвлет-преобразования, что позволяет повысить помехоустойчивость и снизить чувствительность к локальным экстремумам.

ВВЕДЕНИЕ

В практической деятельности часто приходится рассматривать автоматическую систему регулирования, на входе которой действуют одновременно полезный сигнал и случайная составляющая (помеха). Примерами таких систем могут служить автопилот (возмущающие воздействие случайного характера: порывы ветра, изменение других атмосферных факторов, изменение тяги двигателей самолета и т. д.), радиолокационная система сопровождения цели (отраженный от цели сигнал содержит в себе случайные помехи, происходящие от вибраций, поворотов цели, замирания сигнала и т. п.) и множество других [1].

Для таких систем актуальной является задача отыскания такого закона управления, при котором достигается экстремальное значение некоторого функционала качества, что можно свести в конечном итоге к реше-

нию задачи нахождения экстремума некоторой функции при наличии помех. Рассмотрим метод отыскания экстремума функции $f_0(x_1, x_2, \dots, x_n)$ на основании наблюдаемых значений $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ при наличии аддитивной помехи $\xi(x_1, x_2, \dots, x_n)$:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = f_0(x_1, x_2, \dots, x_n) + \xi(x_1, x_2, \dots, x_n).$$

Для решения этой задачи традиционно применяются градиентные и прямые методы поиска экстремума. Следует отметить, что в практических задачах часто трудно или невозможно получить производные в виде аналитических функций, необходимые для градиентных алгоритмов. Вычисление аналитических производных можно заменить вычислением производных по разностным схемам, однако возникающая при этом ошибка, особенно в окрестности экстремума, ограничивает возможности такой аппроксимации. В этом случае применяются прямые методы, в которых направление поиска полностью определяется на основе последовательных вычислений целевой функции. Однако скорость сходимости таких методов, как правило, низкая [1].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В статье рассматривается метод поиска экстремума функции при наличии помех с использованием гиперболического вейвлет-преобразования [2]. Известно, что градиент не является единственной функцией, равной нулю в точке оптимума [3]. В частности, таким свойством обладают преобразование Гильберта $f(x) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{f(t)}{x-t} dt$, дискретное преобразование Гильберта и разработанное на его основе гиперболическое вейвлет-преобразование (ГВП), сочетающее в себе преимущества преобразования Гильберта и вейвлет-преобразования [2].

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА ПОИСКА ЭКСТРЕМУМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

ГВП определяется путем свертки [4] $HWT(s, x_0) = \frac{1}{\sqrt{s}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \Psi^* \left(\frac{x-x_0}{s} \right) dx$, где $f(x)$ – преобразуемая (анализируемая) функция; $\Psi_{s, x_0}(x)$ – двухпараметрическая базисная функция, получающаяся из материнского вейвлета $\Psi_0(x)$ в результате масштабирования с масштабным множителем $s \in R^+$ и сдвига с параметром $x_0 \in R$. Получены адаптивные вейвлетные функции на основании материнского вейвлета $\Psi_0(x) = \frac{1}{\pi \alpha x} G(x)$, где $G(x)$ – адаптирующая функция, удовлетворяющая условиям $G(-x) = G(x)$, $G(x) = 1(x-\epsilon) - 1(x-\gamma)$; $1(x)$ – единичная функция Хевисайда; $\alpha > 0$ – масштабирующий коэффициент, ϵ, γ – некоторые положительные параметры (рис.1а). Дискретное ГВП некоторой дискретной последовательности $\{f_n\}$ определяется как свертка этой последовательности с базисной функцией Ψ_0 , которая соответствующим образом перенормируется с масштабом s и сдвигается по пространственной шкале на интервал $n\Delta x$:

$$HWT(n, s) = \sum_{n'=0}^{N-1} f_{n'} \Psi^* \left(\frac{(n'-n)\Delta x}{s} \right).$$

Дискретное ГВП функции $f(x)$ можно рассматривать как дискретную свертку $f(x)$ с некоторым фильтром, импульсная и амплитудно-частотные характеристики (на некотором масштабе) которого представлены на рис. 1. На самом нижнем уровне (кривая 1) АЧХ стремится к АЧХ дифференциатора. Такой фильтр имеет самую широкую полосу пропускания, что определяет его низкую помехоустойчивость. С ростом порядка фильтра его ширина пропускания сужается, что увели-

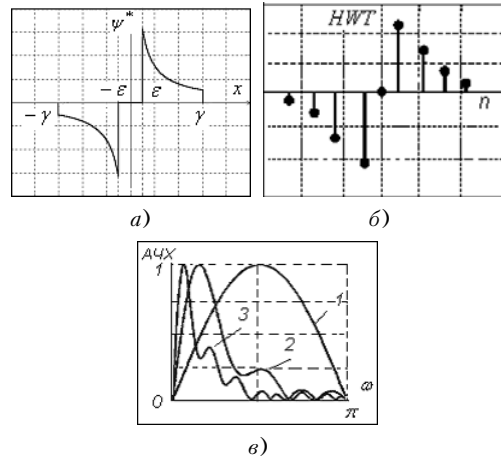


Рисунок 1 – Гиперболическое вейвлет-преобразование: материнский вейвлет ГВП (а); импульсная (б) и амплитудно-частотные (в) характеристики

чивает помехоустойчивость и уменьшает влияние помех на результат преобразования. ГВП, сохраняя особенности преобразования Гильберта, обладает рядом полезных свойств с точки зрения обработки сигналов: имеет высокую, по сравнению с операцией дифференцирования, помехоустойчивость; линейно, следовательно, гауссовский процесс после него остается гауссовским, математическое ожидание случайного гауссовского процесса после ПГ становится равным нулю, а дисперсия не изменяется, обладает свойством частотной локализации.

Рассмотрим поиск экстремума функции одной переменной $f(x)$ с помощью ГВП. Будем считать, что на интервале поиска $f(x)$ является унимодальной, непрерывной дважды дифференцируемой функцией. Пусть x^* – координата экстремума. При соблюдении упомянутых условий $f(x)$ можно разложить в ряд Тейлора в δ -окрестности точки x^*

$$f(x) = f(x^*) + f'(x^*)(x-x^*) + \frac{f''(x^*)}{2!}(x-x^*)^2 + R,$$

где R – остаточный член ряда.

Учтем необходимое условие существования экстремума в точке x^* (т. е. $f'(x^*) = 0$) и ограничимся первыми тремя слагаемыми ряда

$$f(x) = f(x^*) + \frac{f''(x^*)}{2!}(x-x^*)^2. \tag{1}$$

Пусть $\Psi_{x_0}(x)$ – базисная функция, получающаяся в результате сдвига материнского вейвлета $\Psi_0(x)$ на x_0 единиц вдоль оси x при некотором постоянном масштабе s . Рассмотрим ГВП функции (1) $HWT_{x_0}(x) =$

$= \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\psi_{x_0}(x-t)dt$. С учетом области определения

функции $\psi_0(x)$ получим

$$HWT_{x_0}(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\psi_{x_0}(x-t)dt = \int_{-\gamma+x_0}^{-\varepsilon+x_0} \frac{f(t)}{x-t} dt + \int_{\varepsilon+x_0}^{\gamma+x_0} \frac{f(t)}{x-t} dt \quad (2)$$

С учетом (1)

$$HWT_{x_0}(x) = \int_{-\gamma+x_0}^{-\varepsilon+x_0} \frac{-\varepsilon+x_0 f(x^*) + \frac{f'(x^*)}{2}(t-x^*)^2}{x-t} dt + \int_{\varepsilon+x_0}^{\gamma+x_0} \frac{\gamma+x_0 f(x^*) + \frac{f'(x^*)}{2}(t-x^*)^2}{x-t} dt. \quad (3)$$

После интегрирования в итоге получим

$$HWT_{x_0}(x) = \left[f(x^*) + \frac{1}{2} f'(x^*) (x-x^*)^2 \right] \times \times \ln \left| \frac{(x+\gamma-x_0)(x-\varepsilon-x_0)}{(x+\varepsilon-x_0)(x-\gamma-x_0)} \right| + 2(x-x^*) f'(x^*) (\varepsilon-\gamma) - f''(x^*) (\varepsilon-\gamma)(x-x_0). \quad (4)$$

Анализируя выражение (4) замечаем, что при $x = x_0$

$$HWT_{x_0}(x_0) = 2(x_0-x^*) f'(x^*) (\varepsilon-\gamma). \quad (5)$$

Следовательно для текущей координаты x , совпадающей с осью симметрии базисной функции $\psi_{x_0}(x)$, при $x = x_0 = x^*$ имеем $HWT_{x_0}(x_0) = 0$. Таким образом, значение ГВП исходной функции $f(x)$ равно нулю в точке экстремума. Из равенства (5) можно записать

$$x^* = x_0 - \frac{HWT_{x_0}(x_0)}{2f'(x^*) (\varepsilon-\gamma)} = x_0 - \beta \cdot HWT_{x_0}(x_0) \quad (6)$$

где $\beta = \frac{1}{2f'(x^*) (\varepsilon-\gamma)}$.

Равенство (6) можно использовать для итеративного нахождения точки экстремума функции $f(x)$:

$$x^*[k] = x^*[k-1] - \beta[k] HWT(x^*[k-1]), \quad (7)$$

где k – номер итерации.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ПРЕДЛОЖЕННОГО МЕТОДА

Проиллюстрируем работу метода поиска экстремумов с использованием гиперболического вейвлет-преобразования для одномерного случая. Функция представляется в виде $f(x) = f_0(x) + \xi(x)$.

Для поиска экстремума по алгоритму, записанному в дискретном виде (7) необходимо определить такое $x[k]$, при котором ГВП $HWT(x[k-1])$ равно нулю с заданной точностью, что обеспечит выполнение равенства $|x[k] - x[k-1]| \leq \delta$.

Коэффициент β позволяет регулировать скорость сходимости итерационного процесса и обеспечивает его устойчивость. На характер процесса существенное влияние оказывает масштаб базисной функции ГВП. Проведены исследования устойчивости работы алгоритма и количества требуемых итераций в зависимости от масштаба и коэффициента β (рис. 2). Анализ полученных результатов показывает, что скорость сходимости итерационного процесса растет с увеличением коэффициента β и масштаба (количество итераций нахождения экстремума уменьшается). Однако существуют ограничения на коэффициент β для каждого масштаба ГВП j $\beta_{\min}^j < \beta < \beta_{\max}^j$.

Верхний предел β_{\max} определяет устойчивость процесса (при $\beta > \beta_{\max}$ итерационный процесс расходится). Нижний предел β_{\min} определяется дискретным представлением аргумента исходной функции. На основании приведенных зависимостей можно рекомендовать выбор значений коэффициента β для каждого масштаба ГВП.

Результаты применения предложенного метода поиска экстремумов представлены на рис. 3. При моделировании к исходной функции добавлялась аддитивная гауссовская помеха с дисперсией $y^2 = 0,1$. Как видим, полученное значение экстремума для функции с помехами $x^* \approx 300$, что совпадает с экстремумом исходной функции.

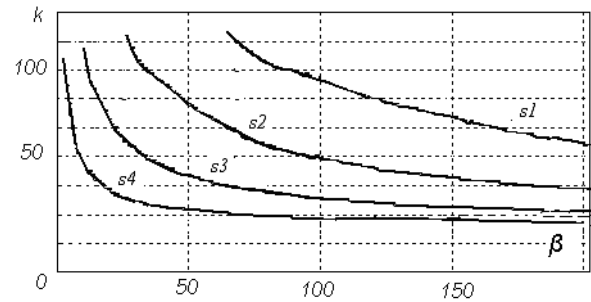


Рисунок 2 – Зависимость количества итераций (k) от коэффициента β на разных масштабах

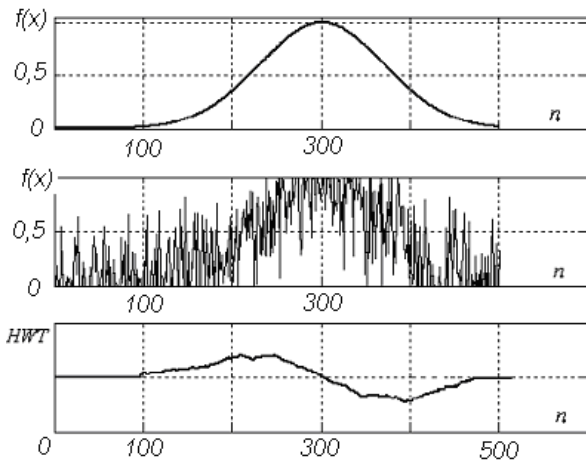


Рисунок 3 – Применение ГВП для нахождения экстремума функции одной переменной

Предложенный метод был использован для нахождения экстремума функции нескольких переменных. ГВП выступает аналогом частной производной и выполняется по каждой координате в отдельности при фиксированных других. Проиллюстрируем последнее на примере поиска максимума функции двух переменных (рис. 4, а)

$$z = 10 - (x_1 - 1)^2 - (x_2 - 2)^2.$$

При моделировании к исходной функции добавлялась аддитивная гауссовская помеха с дисперсией $\sigma^2 = 0,1$ (рис. 4, б).

Задача поиска экстремума исходной функции решалась методом поиска в пространстве ГВП и градиентным (квазиньютоновским) методом. Оба метода показали близкую скорость сходимости и точность при определении координат экстремума в отсутствии помех. Однако при добавлении аддитивной гауссовской помехи градиентный метод (и аналогичные с использованием производных первого и высших порядков) оказались не работоспособными, в то время как методы поиска в пространстве ГВП показали хорошую работоспособность (рис. 4, з).

Проведено исследование зависимости точности определения экстремума и скорости сходимости от отношения сигнал/помеха. При отношении сигнал/помеха в диапазоне 5–10 погрешность нахождения положения экстремума не превышала 4 % при масштабах ГВП более 32 и при отношении сигнал/помеха более 10 – погрешность нахождения положения экстремума не превышала 2 % при масштабах ГВП не менее 4. Ни один из градиентных методов не достигает таких результатов, поскольку введение в целевую функцию аддитивного гауссовского шума делает градиентные мето-

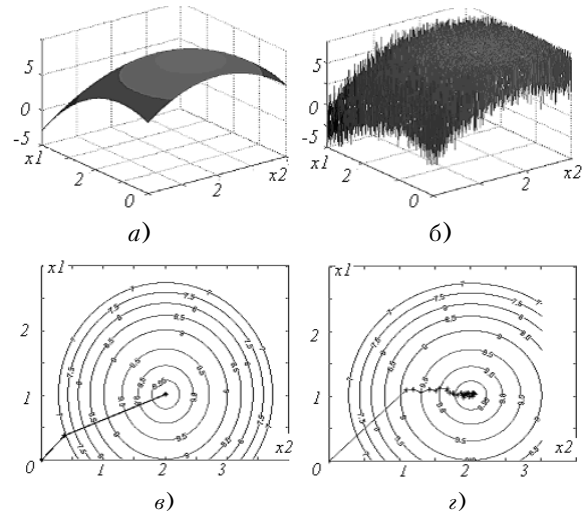


Рисунок 4 – Результаты моделирования: поверхности тестовой функции: исходная (а), с аддитивной гауссовской помехой (отношение сигнал/помеха равно 7) (б) и траектория движения при работе поискового алгоритма на основе ГВП: для функции исходной (в) и с гауссовской помехой (з)

ды неработоспособными уже при отношениях сигнал/помеха менее 15 (по мощности). Следовательно, поисковые алгоритмы на базе ГВП значительно менее чувствительны к локальным экстремумам, чем самые устойчивые градиентные многошаговые итерационные алгоритмы. Более того, изменяя масштаб ГВП, можно регулировать эту чувствительность.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Метод поиска в пространстве ГВП показал хорошую работоспособность для поиска экстремумов функции одной или нескольких переменных, особенно при наличии шумов, когда использование градиентных методов невозможно. Сравнение данного метода с градиентными методами показывает преимущество в сходимости разработанного метода при больших масштабах ГВП и близкие результаты при малых масштабах. Кроме того, методы поиска экстремумов функции на базе ГВП менее чувствительны к локальным экстремумам, особенно это ощутимо при больших значениях масштаба ГВП. Предложенный метод может быть рекомендован для широкого круга задач оптимизации.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Эйхофф П. Основы идентификации систем управления. Оценка параметров и состояния. Перевод с англ. / Пер. под ред. Н. С. Райбмана. – М.: Мир, 1975. – 680 с.
2. Antoshchuk S. G., Krylov V. N. Hyperbolic wavelet domain image processing – // Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій, комп'ютерної інженерії. Матеріали міжнародної конференції. Вид-во нац. ун-ту «Львівська політехніка». – Львів, 2004. – С. 219–220.

3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 1988. – 448 с.
4. Клих Ю. А., Антошук С. Г., Николенко А. А. Адаптивные базисные функции вейвлетного преобразования // Труды Одес. политехн. ун-та. – Одесса, 2004. – Вып. 2(22). – С. 121–125.

Надійшла 7.02.05
Після доробки 26.09.05

У статті представлено та математично обгрунтовано метод пошуку екстремумів в умовах завод з використанням гіперболічного вейвлет-перетворення, що доз-

воляє підвищити заводостійкість і знизити чутливість до локальних екстремумів.

At the article the extremum searching method under hindranced conditions of using hyperbolic wavelet transform is presented and mathematically substantiated, that allowing to increase noise-immunity and reducing sensitivity to local extremums.

УДК 519.816:004.942

В. И. Дубровин, Н. А. Миронова, В. А. Конопля

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА АНАЛИЗА ИЕРАРХИЙ

Проведено дослідження методу аналізу ієрархій. Розглянуто застосування даного методу для задач групового прийняття рішень. Розв'язана задача багатокритеріальної оптимізації технологічного процесу з використанням методу аналізу ієрархій.

ВВЕДЕНИЕ

Деятельность руководителя крупной компании связана с необходимостью постоянно принимать решения различной сложности с учетом большого количества экономических, социальных, политических, юридических и моральных факторов [1], что приводит к постановке задачи многокритериальной оптимизации с привлечением экспертов (специалистов в различных областях знаний) или лиц, принимающих решение (ЛПР). Для повышения степени объективности и качества процедуры принятия решений целесообразно учитывать мнения группы экспертов [2–6]. При этом обоснованный вывод можно получить при помощи методов принятия групповых решений.

При использовании в процессе принятия решений субъективной информации, представленной в виде количественных или качественных оценок, возникают условия неопределенности. Причинами возникновения неопределенности являются: неполнота знаний ЛПР о свойствах объектов, недостаточная степень уверенности ЛПР в правильности экспертных оценок, противоречивость знаний, нечеткость представления информации [7]. Поэтому для реализации задачи принятия решений в условиях неопределенности необходимо обеспечивать сравнение факторов, не имеющих количественных характеристик, либо совместно сравнивать количественные и качественные характеристики. В ка-

честве инструмента для решения таких задач могут применяться эвристические методы [1, 8–9], методы на основе экспертных оценок [10], а также метод анализа иерархий (МАИ) [2–6].

МАИ [2] позволяет группе людей взаимодействовать по интересующей их проблеме, модифицировать свои суждения и в результате объединять групповые суждения в соответствии с основным критерием: при проведении попарных сравнений объектов по отношению к некоторой характеристике, или характеристик по отношению к главной цели. Обратные связи обеспечивают ключ к объединению групповых суждений рациональным образом.

МЕТОД АНАЛИЗА ИЕРАРХИЙ

При принятии управленческих решений и прогнозировании возможных результатов ЛПР обычно сталкивается со сложной системой взаимозависимых компонент (ресурсы, желаемые исходы или цели), которую нужно проанализировать. МАИ (Analytic Hierarchy Process), предложенный Т. Л. Саати [2–6], сводит исследование сложных систем к последовательности попарных сравнений их отдельных составляющих. Метод отличается простотой и дает хорошее соответствие интуитивным представлениям решения проблемы. МАИ предусматривает следующие этапы: построение иерархии, формирование матрицы попарных сравнений (МПС), получение вектора приоритетов, оценка степени согласованности МПС, анализ чувствительности альтернатив.

Этап 1. Построение иерархии.

На данном этапе исследователь представляет струк-

туру сложного объекта (процесса, системы) в виде иерархической модели, которая позволяет структурировать всю имеющуюся информацию по проблеме в графическом виде, а также разделить ее на составные компоненты и анализировать их по отдельности. Для этого экспертом строится иерархия, начиная с вершины (цель решаемой задачи), через промежуточные уровни (критерии, по которым сравниваются элементы последующих уровней иерархии) к самому нижнему уровню (перечню альтернатив). Иерархия – некоторая абстракция структуры системы, предназначенная для изучения функциональных взаимодействий ее компонент и их воздействий на систему в целом. Наиболее распространенным и простым видом иерархии является холлархия – иерархия, в которой разрешены связи «многие ко многим». В качестве характеристики степени достижения цели применяют критерии – это категории, которые ЛПР использует для оценки различных альтернатив, где альтернативы – каждое возможное решение задачи; все решения являются взаимоисключающими и рассматриваются в процессе анализа.

Этап 2. Формирование матрицы попарных сравнений.

Сравнение элементов иерархии осуществляется методом попарных сравнений [1], сущность которого состоит в том, что путем сравнений в общем случае каждого объекта со всеми другими из данного множества определяются элементы матрицы A размерности $n \times n$, где элемент a_{ij} есть соответствующее действительное число, которое определяет результат сравнения объекта i с объектом j относительно некоторого их общего критерия

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & a_{nn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Результаты сравнений объектов по качественным критериям выражают в так называемой фундаментальной шкале отношений (табл. 1).

Правомочность этой шкалы доказана теоретически в работе [2] при сравнении со многими другими шкалами.

Можно выделить следующие свойства МПС:

- все элементы матрицы A положительны: $a_{ij} > 0$ для всех $i, j = 1, \dots, n$;
- элементы матрицы A являются обратносимметричными: $a_{ji} = \frac{1}{a_{ij}}$ для всех $i, j = 1, \dots, n$;
- диагональные элементы a_{ii} должны быть равны единице, так как они выражают оценку критерия относительно самих себя;

– если суждение совершенно при всех сравнениях, то должно выполняться следующее условие $a_{ik} = \frac{a_{ij}}{a_{jk}}$, для всех i, j, k , тогда матрица является согласованной.

Следовательно, матрица (1) имеет вид

$$A = \begin{bmatrix} 1 & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ 1/a_{12} & 1 & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1/a_{n1} & 1/a_{n2} & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Второй этап проводится для всех уровней иерархии. В результате получаем МПС критериев одного уровня иерархии между собой, критериев нижнего уровня иерархии относительно критериев высшего уровня иерархии и альтернатив относительно критериев.

Этап 3. Получение вектора приоритетов.

Пусть $W = (w_1, w_2, \dots, w_n)^T$ – локальный вектор приоритетов, основным свойством которого является то, что $\sum_{i=1}^n w_i = 1$ (сумма компонент вектора равна 1).

Для каждой из полученных матриц формируют локальный вектор приоритетов W , который можно вычислить с использованием теории матриц [1] и методами приближенной оценки [2].

Существует четыре способа получения приближенной оценки локального вектора приоритетов:

1) суммировать элементы каждой строки и нормализовать делением суммы на сумму всех элементов; сумма полученных результатов будет равна единице. Первый элемент результирующего вектора будет приоритетом первого объекта, второй – второго объекта и т. д.:

$$W = \sum_{j=1}^n a_{ij} / \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_{ij}; \quad (3)$$

2) суммировать элементы каждого столбца и получить обратные величины этих сумм. Нормализовать их так, чтобы их сумма равнялась единице, разделить каждую обратную величину на сумму всех обратных величин:

$$S_{ij} = 1 / \sum_{i=1}^n a_{ij},$$

$$W = S_{ij} / \sum_{i=1}^n S_{ij}, \quad (4)$$

где S_{ij} – промежуточная переменная;

Таблица 1 – Фундаментальная шкала отношений (степени значимости)

Степень значимости	Определение	Объяснение
1	одинаковая значимость	альтернативы имеют одинаковый ранг по данным критериям
3	слабая значимость	существуют соображения в пользу предпочтения одной из альтернатив, однако эти соображения недостаточно убедительны
5	существенная или сильная значимость	имеются надежные данные или логические суждения для того, чтобы показать предпочтительность одной из альтернатив
7	очевидная или очень сильная значимость	существует убедительное доказательство в пользу одной альтернативы перед другой
9	абсолютная значимость	свидетельства в пользу предпочтения одной альтернативы другой в высшей степени убедительны
2,4,6,8	промежуточные значения	используются в ситуациях, когда необходимо компромиссное решение
обратные величины	если альтернативе i при сравнении с альтернативой j приписывается одно из определенных выше чисел, то альтернативе j при сравнении с альтернативой i приписывается обратное значение	используются в ситуациях, когда согласованность была постулирована при получении N числовых значений для образования матрицы

3) разделить элементы каждого столбца на сумму элементов этого столбца (нормализовать столбец), затем сложить элементы каждой полученной строки и разделить эту сумму на число элементов строки (процесс усреднения по нормализованным столбцам)

$$S_{ij} = a_{ij} / \sum_{i=1}^n a_{ij},$$

$$W = \sum_{j=1}^n S_{ij} / n; \quad (5)$$

4) умножить n элементов каждой строки и извлечь корень n -й степени; нормализовать полученные элементы

$$S_{ij} = \sqrt[n]{\prod_{j=1}^n a_{ij}},$$

$$W = S_{ij} / \sum_{i=1}^n S_{ij}. \quad (6)$$

Наиболее математически обоснованным является метод собственного вектора [1], состоящий в следующем. Уравнение

$$|AW - \lambda W| = 0 \quad (7)$$

называется характеристическим уравнением матрицы A (где λ – характеристическое число или собственное значение матрицы A).

Уравнению (7) соответствует система линейных однородных уравнений

$$\begin{aligned} (a_{11} - \lambda)w_1 + a_{12}w_2 + \dots + a_{1n}w_n &= 0, \\ a_{21}w_1 + (a_{22} - \lambda)w_2 + \dots + a_{2n}w_n &= 0, \\ \dots & \\ a_{n1}w_1 + a_{n2}w_2 + \dots + (a_{nn} - \lambda)w_n &= 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Необходимым и достаточным условием существования нетривиального решения этой системы уравнений, для которого $\exists i = (1, n)[w_i \neq 0]$, является равенство нулю детерминанта этой системы (только при выполнении этого условия система имеет бесконечное множество решений, среди которых обязательно есть нетривиальное). Записав выражение детерминанта этой системы и приравняв его нулю, получим уравнение n -й степени относительно λ , которое имеет n корней (не обязательно различных и отличных от нуля). Значения этих корней называются характеристическими числами или собственными значениями матрицы A . Каждому характеристическому числу соответствует своя система линейных уравнений, которую можно получить, подставив в (8) соответствующее характеристическое число. Решение полученной системы относительно w_i определяется с точностью до скалярного множителя, которое и является собственным вектором матрицы сравнений. В [2] предлагается в качестве ло-

кального вектора приоритетов использовать компоненты собственного вектора, соответствующего максимальному характеристическому числу λ_{\max} .

Далее проводится иерархический синтез [11] для взвешивания собственных векторов весами критериев и вычисляется сумма по всем соответствующим взвешенным компонентам собственных векторов уровня иерархии, лежащего ниже. Для определения вектора глобальных приоритетов $GW = (W_1, \dots, W_n)$ в матрице локальные приоритеты, присущие каждой альтернативе, умножаются на приоритет соответствующего критерия и результат суммируется. Затем соответствующие значения глобального приоритета каждой альтернативы сравниваются между собой. Относительно выгодная альтернатива имеет самое высокое значение глобального приоритета.

Этап 4. Оценка степени согласованности МПС.

На каждом уровне иерархии необходимо проверять согласованность МПС. Для оценки согласованности суждений исследователя необходимо использовать отклонение величины максимального собственного значения λ_{\max} от порядка матрицы попарных сравнений n . Значение λ_{\max} можно вычислить приближенным методом [11]. Для этого сначала суммируется каждый столбец МПС, затем сумма первого столбца умножается на первую компоненту вектора приоритетов, сумма второго – на вторую компоненту и т. д. Значение λ_{\max} будет равно сумме полученных чисел:

$$\lambda_{\max} \approx \sum_{j=1}^n \left(w_j \sum_{i=1}^n a_{ij} \right) \quad (9)$$

Согласованность суждений оценивается индексом согласованности (consistency index – CI) или отношением согласованности (consistency ratio – CR) в соответствии со следующими выражениями:

$$CI = \frac{(\lambda_{\max} - n)}{n - 1}, \quad (10)$$

$$CI = \frac{CI}{M(CI)}, \quad (11)$$

где $M(CI)$ – математическое ожидание CI случайным образом составленной МПС в фундаментальной шкале, значение которого приведено в табл. 2.

Таблица 2 – Значения математического ожидания CI случайным образом составленной МПС

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$M(CI)$	0	0	0,58	0,90	1,12	1,24	1,32	1,41	1,45	1,49

Допустимыми считаются значения $CR \leq 0,10$. Если для МПС отношение согласованности $CR > 0,10$, то это свидетельствует о существенном нарушении логичности суждений, допущенном экспертом при заполнении матрицы, поэтому эксперту предлагается пересмотреть данные, использованные для построения матрицы, чтобы улучшить согласованность.

Далее оценивается согласованность всей иерархии с помощью суммирования показателей однородности всех уровней, приведенных путем «взвешивания» к первому иерархическому уровню, где находится корневая вершина – цель. Число шагов алгоритма по вычислению согласованности определяется конкретной иерархией. Отношение согласованности для всей иерархии определяется по формуле (11).

Этап 5. Анализ чувствительности альтернатив.

Средства анализа чувствительности предоставляют возможность тестировать результат решений от изменения входных данных [11].

ПРИМЕНЕНИЕ МАИ ДЛЯ УЧЕТА МНЕНИЯ ЧЛЕНОВ ГРУППЫ ЛПР

Для повышения степени объективности и качества процедуры принятия решений целесообразно учитывать мнения группы экспертов [2–3]. Для нахождения единого группового мнения вычисляют среднегеометрическое оценок участников процесса принятия групповых решений%:

$$g_{ij}^A = \sqrt[k]{a_{ij}^1 a_{ij}^2 \dots a_{ij}^k}$$

где g_{ij}^A – агрегированная групповая оценка, принадлежащая i -й строке и j -му столбцу МПС; k – число МПС, каждая из которых составлена одним экспертом.

Агрегацию суждений участников можно осуществить также с помощью собственных векторов матриц парных сравнений. При этом результаты будут эквивалентны тем, которые получены на уровне элементов матриц, если однородность составленных матриц достаточна и удовлетворяет условию $CR \leq 0,10$.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО МАРШРУТА ПРОИЗВОДСТВА ИЗДЕЛИЙ

На отечественных предприятиях опыт составления технологического маршрута производства изделий хранится в бумажном архиве или в виде знаний экспертов (технологов). На основе анализа этапов производства изделий (пресс-форм и штампов) в ХРП «Завод инструментального производства» был выделен следующий набор критериев: фонд времени (K_1), затраты электроэнергии (K_2), технические ограничения производства (K_3), степень сложности процесса изготовления изде-

лия (K_4), себестоимость технологического процесса (K_5). Целью (*Goal*) является выбор оптимальной технологической карты маршрута производства прессформ и штампов. В данном случае альтернативы – соответствующие технологические карты процесса изготовления изделий (P_1, P_2, P_3, P_4). Иерархия представлена на рис. 1.

Построение МПС критериев одного уровня иерархии между собой и альтернатив относительно критериев осуществляется экспертами. Результаты сравнения объектов представлены в табл. 3–9. Для всех МПС определяем приближенную оценку локального вектора приоритетов W по первому способу (3), максимальное собственное значение λ_{\max} (9), индекс согласованности CI (10), отношение согласованности CR (11).

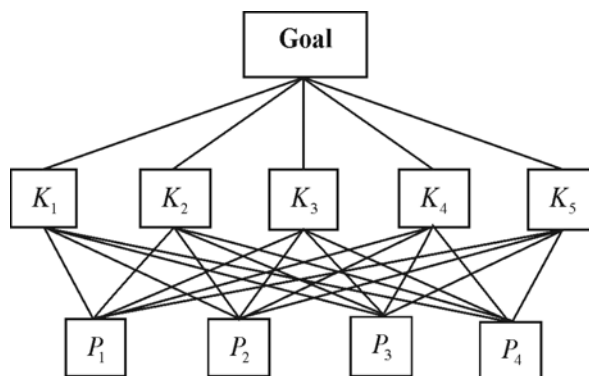


Рисунок 1 – Иерархия выбора оптимального технологического маршрута производства изделий

Таблица 3 – МПС критериев одного уровня иерархии между собой

Критерии	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	Оценки W
K_1	1	3	1/3	1/6	1/5	0,090
K_2	1/3	1	1/6	1/7	1/9	0,034
K_3	3	6	1	1/3	1/5	0,144
K_4	6	7	3	1	1/3	0,331
K_5	5	9	5	3	1	0,401

$$W = (0,09;0,034;0,144;0,331;0,401)^T$$

$$\lambda_{\max} = 5,245$$

$$CI = 0,06$$

$$CR=0,05$$

Таблица 4 – МПС альтернатив относительно критерия K_1

Критерии K_1	P_1	P_2	P_3	P_4	Оценки W
P_1	1	3	7	5	0,623
P_2	1/3	1	1	1	0,130
P_3	1/7	1	1	1	0,122
P_4	1/5	1	1	1	0,125

$$W = (0,623;0,130;0,122;0,125)^T$$

$$\lambda_{\max} = 4,045$$

$$CI = 0,015$$

$$CR = 0,016$$

Таблица 5 – МПС альтернатив относительно критерия K_2

Критерии K_2	P_1	P_2	P_3	P_4	Оценки W
P_1	1	1	1	1/8	0,113
P_2	1	1	1	1/6	0,115
P_3	1	1	1	1/3	0,121
P_4	8	6	3	1	0,652

$$W = (0,113;0,115;0,121;0,652)^T$$

$$\lambda_{\max} = 4,06$$

$$CI = 0,02$$

$$CR = 0,022$$

Таблиця 6 – МПС альтернатив относительно критерия K_3

Критерии K_3	P_1	P_2	P_3	P_4	Оценки W
P_1	1	1/5	1/7	1/3	0,055
P_2	5	1	1	3	0,331
P_3	7	1	1	5	0,463
P_4	3	1/3	1/5	1	0,150

$$W = (0,055;0,331;0,463;0,150)^T$$

$$\lambda_{\max} = 4,210$$

$$CI = 0,071$$

$$CR = 0,079$$

Таблиця 7 – МПС альтернатив относительно критерия K_4

Критерии K_4	P_1	P_2	P_3	P_4	Оценки W
P_1	1	1/7	1/6	1/2	0,067
P_2	7	1	1	1	0,368
P_3	6	1	1	3	0,405
P_4	2	1	1/3	1	0,160

$$W = (0,067;0,368;0,405;0,160)^T$$

$$\lambda_{\max} = 4,120$$

$$CI = 0,039$$

$$CR = 0,043$$

Таблиця 8 – МПС альтернатив относительно критерия K_5

Критерии K_5	P_1	P_2	P_3	P_4	Оценки W
P_1	1	2	5	8	0,495
P_2	1/2	1	3	7	0,356
P_3	1/5	1/3	1	1	0,078
P_4	1/8	1/7	1	1	0,070

$$W = (0,623;0,130;0,122;0,125)^T$$

$$\lambda_{\max} = 4,120$$

$$CI = 0,040$$

$$CR = 0,044$$

Таблиця 9 – Определение глобальных приоритетов

Альтернативы	Критерии					Вектор глобальных приоритетов
	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	
	0,090	0,034	0,144	0,331	0,401	
P_1	0,623	0,113	0,055	0,067	0,495	0,289
P_2	0,130	0,115	0,331	0,368	0,356	0,328
P_3	0,122	0,121	0,463	0,405	0,078	0,247
P_4	0,125	0,652	0,150	0,160	0,070	0,136

Далее вычисляем приближенную оценку глобального вектора приоритетов $GW = (0,289;0,328;0,247;0,136)^T$, индекс согласованности иерархии $CI=0,041$, отношение согласованности $CR = 0,046$. Отношение согласованности $CR \leq 1$, что позволяет сделать вывод о согласованности суждений экспертов при заполнении МПС для всей иерархии.

Для определения выгодной альтернативы находим наибольшее значение компоненты вектора глобального приоритета в табл. 9. Для приведенного примера наилучшей альтернативой является выбор технологической карты маршрута производства изделия P_2 (значение компоненты вектора глобального приоритета равно 0,328).

ВЫВОДЫ

Принцип иерархизации, положенный в основу метода анализа иерархий, предполагает последовательную декомпозицию множества целей с ростом степени детализации к нижним уровням. Построение иерархий хорошо согласуется с принципами системного подхода к анализу задачи и может оказать существенную помощь в процессе формирования и формализации предпочтений ЛПР. Одним из главных достоинств метода анализа иерархий является то, что веса критериев и оценки по субъективным критериям назначаются не прямым

волевым методом, а на основе метода попарных сравнений. Другое достоинство – структурирование проблемы в виде составных компонент. В методе анализа иерархий предусмотрены средства оценки степени согласованности суждений, проведение анализа чувствительности альтернатив, использование относительно простого математического аппарата, участие различных специалистов или групп, заинтересованных в решении проблемы. Преимуществом метода анализа иерархий является также то, что схема применения метода не зависит от сферы деятельности (в которой принимается решение).

В качестве проблем, связанных с применением метода анализа иерархий, можно отметить трудность оценки отношения сложных элементов, предложенную шкалу для оценки элементов, резкое увеличение количества оценок с увеличением набора элементов, ограничение не более 9 элементов, приближенный перерасчет отношений значимости элементов. В качестве недостатка метода анализа иерархий можно выделить то, что попарные сравнения используются для получения количественных значений, но корректнее и надежнее использовать парные сравнения для получения только качественных заключений (типа критерий 1 важнее критерия 2, не уточняя на сколько важнее).

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Тоценко В. Г. Методы и системы поддержки принятия решений: Алгоритмический аспект. – К.: Наукова думка, 2002. – 381 с.
2. Саати Т. Л. Принятие решений. Метод анализа иерархий. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.

УДК 681.5.001.63:519.711

В. В. Киричевський, С. М. Гребенюк, С. І. Гоменюк, Р. В. Киричевський

ЧИСЕЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ НАПРУЖЕНО-ДЕФОРМОВАНОГО СТАНУ ЕЛАСТОМЕРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ СИТ ГРОХОТІВ У САПР «МІРЕЛА+»

Показано можливості застосування САПР «МІРЕЛА+» щодо визначення напружено-деформованого стану конструкцій. Розраховано напружено-деформований стан еластомерних елементів сит грохотів.

Створення зносостійких і високоефективних просіваючих поверхонь із еластомерів є основним напрямком їхнього удосконалення в сучасній техніці просі-

3. Андрейчиков А. В., Андрейчикова О. Н. Анализ, синтез, планирование решений в экономике. – М.: Финансы и статистика, 2002. – 368 с.
4. Saaty T. L. Theory of the Analytic Hierarchy Process. Part 2.1 // Системні дослідження та інформаційні технології. – 2003. – № 1. – С. 48–71.
5. Saaty T. L. Theory of the Analytic Hierarchy Process and Analytic Network Process – examples. Part 2.2 // Системні дослідження та інформаційні технології. – 2003. – № 2. – С. 7–33.
6. Андрейчиков А. В., Андрейчикова О. Н. Развитие интеллектуальной системы социально-экономического прогнозирования и принятия решений в условиях неопределенности. // Информационные технологии. – 1999. – № 2. – С. 14–21.
7. Харитонов Е. В. Согласование исходной субъективной информации в методах анализа иерархии. // Математическая морфология: Электронный математический и медико-биологический журнал. [Электронный ресурс] – Электрон. дан. – Смоленск: СГМА, 1999. – Т. 3. – Выпуск 2. – Режим доступа: <http://www.smolensk.ru/user/sgma/MMORPH/N-5-html/5.htm>, свободный. – Загл. с экрана.
8. Петров Э. Г., Новожилова М. В., Гребенник И. В., Соколова Н. А. Методы и средства принятия решений в социально-экономических и технических системах. – Херсон: ОЛД-плюс, 2003. – 380 с.
9. Гафт М. Г. Принятие решений при многих критериях. – М.: Знание, 1979. – 64 с.
10. Литвак Б. Г. Экспертные оценки и принятие решений. – М.: Патент, 1996. – 271 с.
11. Арсеньев Ю. Н., Шелобаев С. И., Давыдова Т. Ю. Принятие решений. Интегрированные интеллектуальные системы. – М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2003. – 270 с.

Надійшла 19.09.05

Проведено дослідження методу аналізу ієрархій. Розглянуто використання даного методу для задач групового прийняття рішень. Вирішено задачу багатокритеріальної оптимізації технологічного процесу з використанням методу аналізу ієрархій.

The Analytic Hierarchy Process is investigated by the authors. Usage of this method for group decision making problems is considered in the article. The multicriterion optimization task of the process technology based on Analytic Hierarchy Process method is solved.

вання. Широке поширення до теперішнього часу вони одержали на підприємствах кольорової і чорної металургії, у вугільній промисловості і промисловості будівельних матеріалів. При використанні гумових сит у порівнянні, наприклад, із дровою сіткою, спостері-

гається зниження ефективності просівання, обумовлено більшою площею їхнього переріза, що визначається як широкими перемичками між осередками, так і порівняно великою втратою робочої площі через деталі кріплення, а також погіршується якість просівання через збільшення товщини гумових сит [1], [2].

Тому поряд із традиційними конструкціями гумових сит (із квадратними осередками без армування, армованих сталевим листом, армованих сталевую дровою сіткою), стає доцільним застосування резонуючих стрічково-струнних сит (РССС), що позбавлені вад, властивих традиційним конструкціям гумових сит. Застосування РССС дозволяє підвищити продуктивність і ефективність просівання, поряд із традиційними, а в деяких випадках і перевершити одержувані результати при використанні еквівалентних дровових сит.

Слід також відзначити, що ці сита мають перспективу для використання при просіванні вологих матеріалів, при просіванні рудних пульп, які містять олово, при виробництві гранітного щебеню, а також у алмазодобувній галузі [1]. Термін роботи резонуючих стрічково-струнних сит збільшився в порівнянні з традиційними типами (до 2000 годин) і складає не менше 4000 годин, а в окремих випадках без погіршення технологічних показників досягає 7000–8000 годин.

Резонуюче стрічково-струнне сито являє собою просівачою поверхню, яка складається з окремих елементів – стрічок-струн із періодичними виступами-зубцями з одного боку стрічки (рис. 1). Стрічки-струни встановлюються з відносним натягом (порядку 20%) у спеціальних опорах підситника грохота. Конструктивні параметри і натяги стрічок-струн вибираються такими, щоб забезпечувалася близькість частоти основного тону вільних коливань струн до частоти коливань грохота. Режимні параметри таких сит не виходять за межі параметрів режимів сучасних серійних вібраційних грохотів і забезпечують одержання високих технологічних показників у межах їхніх паспортних характеристик.

Розглянемо стрічку-струну (рис. 1) [1]. Розміри стрічки-струни: $l = 0,382$ м, $l_1 = 0,016$ м, $h = 0,013$ м, $h_1 = 0,005$ м, $h_2 = 0,001$ м, $t = 0,026$ м. Марка гуми – 2959. Модуль зсуву $G_0 = 1,76 \times 10^6$ Па, $\nu = 0,499$.

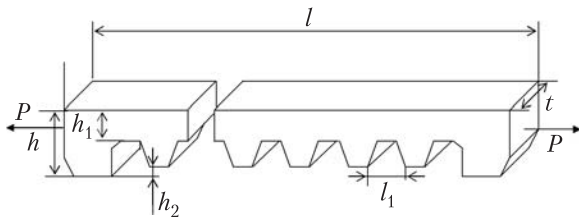


Рисунок 1 – Стрічка-струна

В процесі експлуатації стрічка струна працює у динамічному режимі навантаження. Визначення напружено-деформованого стану стрічки-струни проведемо в умовах квазістатичної постановки.

У якості методу розрахунку будемо використовувати метод скінченних елементів (МСЕ) [3], який є одним із універсальних методів розв'язку задач механіки деформованого твердого тіла. Для цього скористаємося програмним комплексом «МІРЕЛА+» [4].

Як відомо, еластомерним матеріалам притаманна низка властивостей, що відрізняє їх від інших матеріалів. До таких властивостей можна віднести слабку стисливість, в'язкопружність, спроможність витримувати значні деформації без руйнування та інші.

При моделюванні напружено-деформованого стану конструкцій із еластомерних матеріалів виникає проблема, що пов'язана з тим що за допомогою класичної теорії пружності неможливо отримати адекватні результати для слабкостисливих матеріалів. Для розв'язання цієї проблеми скористаємося моментною схемою скінченного елемента для слабкостисливого матеріалу.

Матриця жорсткості скінченного елемента, який приймається у формі шестигранного криволінійного паралелепіпеда серендипова сімейства, знаходиться із варіаційного

$$\begin{aligned} \delta W &= \delta\{u_{s'}\}^T [A]^T [F_{ij}^{s'}]^T [H^{ijkl}] [F_{kl}^{t'}] [A] \{u_{t'}\} + \\ &+ \delta\{u_{s'}\}^T [A]^T [F_{\theta}^{s'}]^T [H^0] [F_{\theta}^{t'}] [A] \{u_{t'}\} = \\ &= \delta\{u_{s'}\} [G^{s't'}] \{u_{t'}\} + \delta\{u_{s'}\} [G_{\theta}^{s't'}] \{u_{t'}\}, \end{aligned} \quad (1)$$

де

$$\begin{aligned} [G^{s't'}] &= [A]^T [F_{ij}^{s'}]^T [H^{ijkl}] [F_{kl}^{t'}] [A]; \\ [G_{\theta}^{s't'}] &= [A]^T [F_{\theta}^{s'}]^T [H^0] [F_{\theta}^{t'}] [A], \end{aligned} \quad (2)$$

і остаточно має вигляд

$$\begin{aligned} [K^{s't'}] &= [A]^T [F_{ij}^{s'}]^T [H^{ijkl}] [F_{kl}^{t'}] [A] + \\ &+ [A]^T [F_{\theta}^{s'}]^T [H^0] [F_{\theta}^{t'}] [A]. \end{aligned} \quad (3)$$

Тут матриця $[A]$ знаходиться з рівняння

$$\{\omega_{k'}\} = [A] \{u_{k'}\}, \quad (4)$$

або

$$\{N\} = [A]^T \{\psi\}, \quad (5)$$

де

$$u_i = \sum_{p=0}^M \sum_{q=0}^N \sum_{r=0}^L u_i^{(pqr)} \varphi^{(pqr)} = u_i^{(pqr)} N_{(pqr)}, \quad (6)$$

де $N_{(pqr)}$ – функції форми; ω_k – коефіцієнти розкладення, $u_i^{(pqr)}$ – вузлові значення переміщень СЕ; $\varphi^{(pqr)}$ – апроксимуюча функція, що задається за допомогою одновимірних поліномів Лагранжа у вигляді

$$N_{(pqr)} = \varphi^{(pqr)} = R_{1(p)}^M R_{2(q)}^N R_{3(r)}^L, \quad (7)$$

$$R_{i(j)}^k = \frac{\prod_{m=1}^k (x^i - x_{(m)}^i)}{(x^i - x_{(m)}^i) \prod_{r=1}^k (x_{(j)}^i - x_{(m)}^i + \delta_{(m)}^{(j)})}; \quad (8)$$

M, N, L – максимальні ступені апроксимуючих поліномів у (6) відносно осей координат x^1, x^2, x^3 відповідно.

Використання цієї схеми дозволяє розраховувати слабкостисливі матеріали, а також враховувати жорсткі зміщення скінченного елемента та ефект «помилкового зсуву», що набуває особливого значення при дії великих згиних зусиль.

З умов роботи еластомерних елементів сит спочатку моделюємо монтажне розтягання еластомерної струни на 20%, потім прикладаємо експлуатаційне поверхнєве навантаження $q = 0,02$ МПа. При цьому будемо вважа-

ти, що матеріал, який просівається, забезпечує розподілене навантаження по всій робочій поверхні.

Розрахунок проводився при наступній сітці розбиття $3 \times 4 \times 109$ (3 – по висоті, 4 – по ширині, 109 – по довжині) (рис. 2).

Аналіз отриманих чисельних даних, пов'язаний із двома основними проблемами:

– наявність великого масиву чисельної інформації, який необхідно досліджувати на вірогідність, точність й адекватність змісту задачі;

– необхідність синтезу додаткової інформації – стандартних результатів скінченного елемента (наприклад, по отриманих вузлових переміщеннях, необхідно одержати вузлові значення компонентів тензорів деформації й напружень).

Досвід застосування МСЕ для розв'язання інженерних і наукових задач показує, що фаза аналізу чисельних результатів розрахунку по трудомісткості й тривалості часто істотно перевершує перші два етапи розв'язання задачі – підготовку вихідних даних і розрахунок задачі на ЕОМ. Всі сучасні програмні системи розв'язання задач механіки за допомогою МСЕ містять спеціальні модулі, що автоматизують процес аналізу результатів. Найбільш ефективним способом такого аналізу є візуалізація отриманих числових значень – тобто таке їхнє графічне представлення, яке дозволяє інженеру-досліднику найбільш наглядно представити результати розрахунку

Існує досить велика кількість різних способів візуалізації результатів розрахунку. Серед найпоширеніших – побудова різних двовимірних і тривимірних графіків, ліній рівня, кольорових картин тощо. Однак,

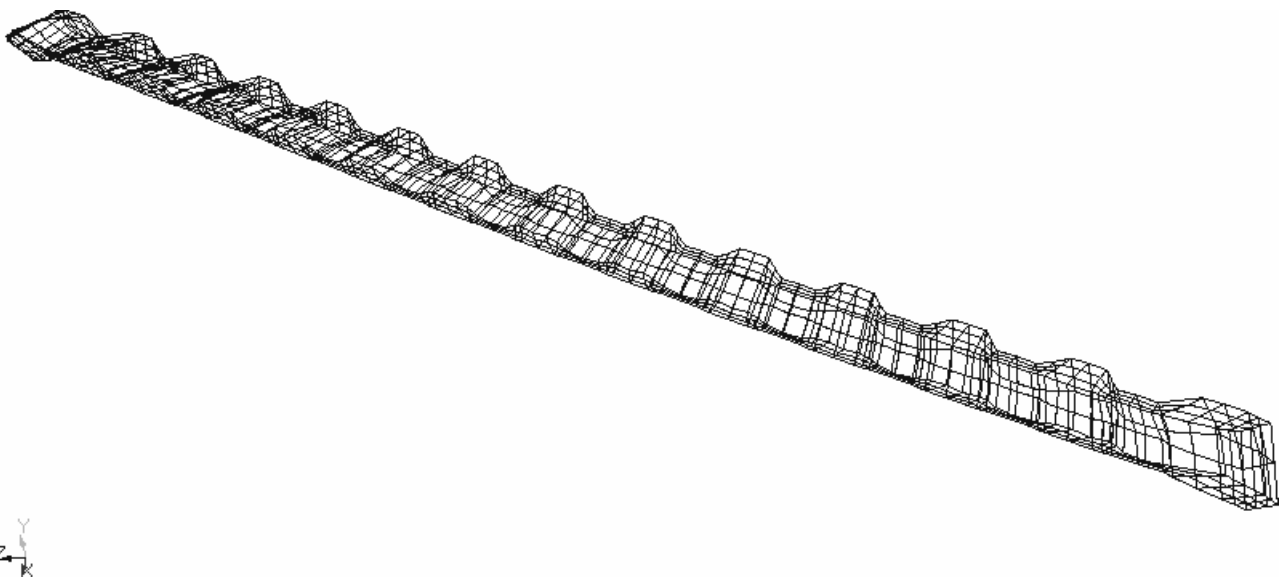


Рисунок 2 – Дискретизація конструкції

найбільш ефективним методом візуального представлення й сприйняття розподілу числової величини по деякій дво- або тривимірній розрахунковій області є зображення напівтонової або кольорової картини, де кожному відтінку або кольору ставиться у відповідність певний числовий діапазон.

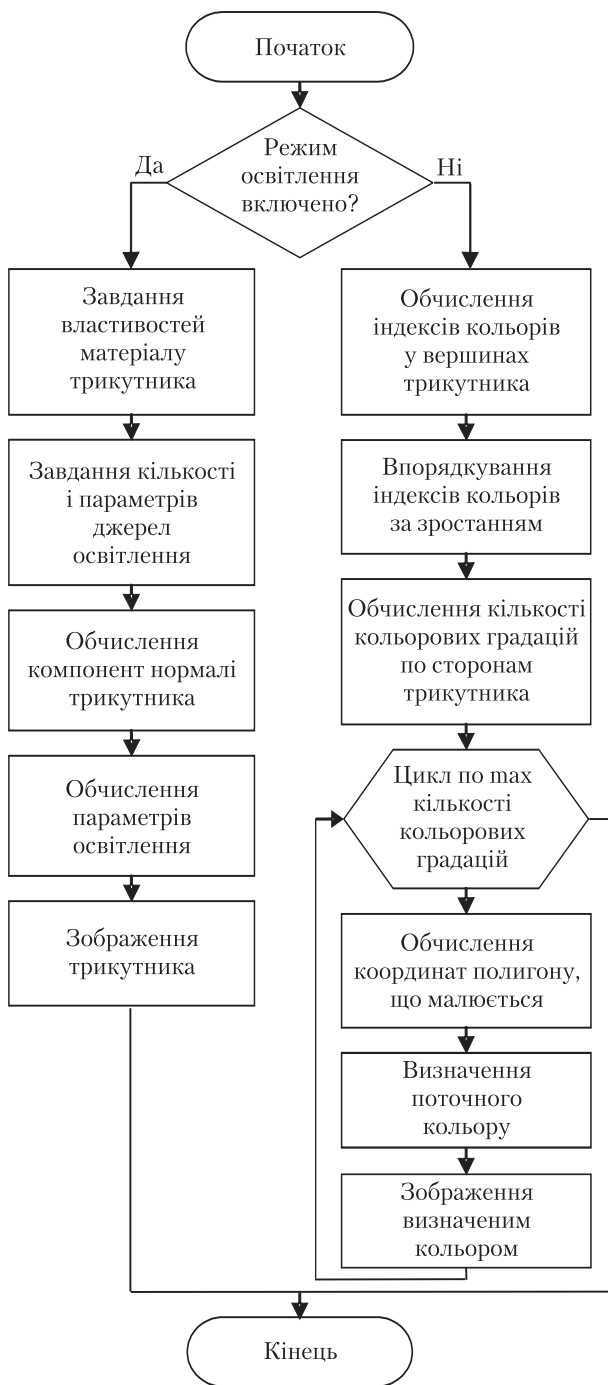


Рисунок 3 – Блок-схема зображення напівтонового трикутника

Алгоритм візуалізації механічної системи містить у собі наступні етапи:

- визначення розмірів області графічного виводу;
- визначення початкового обсягу видимості, який включає всі об'єкти, що складають механічну систему;
- визначення оптимального положення точки спостереження при обраному користувачем в інтерактивному режимі типі проектування;
- зсув, масштабування й поворот зображення при необхідності;
- послідовне занесення в Z-буфер всіх об'єктів, що утворюють механічну систему, яка зображується;
- вивід Z-буфера в обраний вихідний потік (екран, файл, принтер).

Процес візуалізації об'єкта залежить від типу скінчених елементів, що застосовуються в дискретизації, та прийнятого алгоритму візуалізації даних. У більшості випадків його можна звести до малювання певної кількості кольорових трикутників. При цьому, зображення трикутника в просторі також залежить від обраного методу візуалізації. Загальна блок-схема візуалізації трикутника має вигляд, наведений на рис. 3.

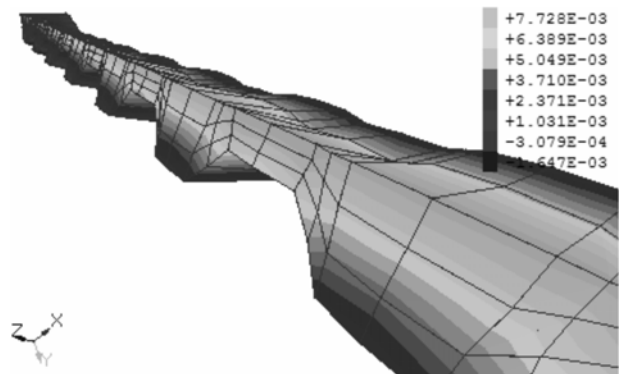


Рисунок 4 – Розподіл прогинів

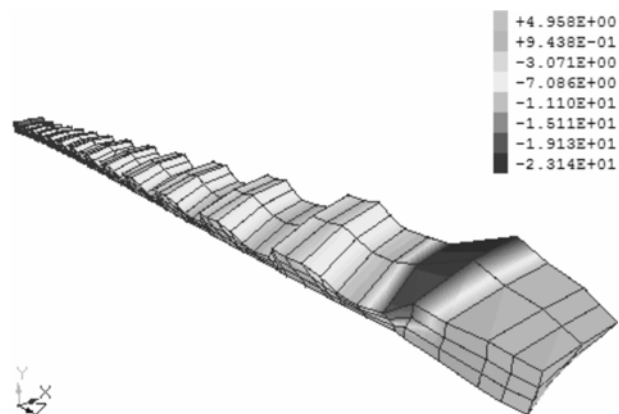


Рисунок 5 – Розподіл напружень, що розтягують

Візуалізація інших типів скінченних елементів може бути зведена до зображення деякої кількості трикутників.

Розподіл прогинів, отриманий за допомогою вищевказаного алгоритму, у центральній частині стрічки-струни показано на рис. 4. Розподіл напружень, що розтягують, у місті закріплення стрічки-струни наведено на рис. 5.

Отримані результати дозволяють судити про деформований та напружений стан еластомерних елементів сит та про високу збіжність результатів (розрахунок проводився на серіях сіток скінченних елементів), а отже високу точність результатів, що стало можливим завдяки використанню програмного комплексу «МІРЕЛА+» у САПР еластомерних конструкцій.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Вайсберг Л. А. Проектирование и расчет вибрационных грохотов. – М.: Недра, 1986. – 144 с.

2. Гребенюк С. Н., Дохняк Б. М., Киричевский Р. В., Киричевский В. В. Термомеханические параметры разрушения вязкоупругих элементов сит грохотов. – Вісник Східноукраїнського державного університету. – 1999. – № 3(18). – С. 76–81.
3. Киричевский В. В. Метод конечных элементов в механике эластомеров. – К.: Наук. думка, 2002. – 655 с.
4. Метод конечных элементов в вычислительном комплексе «МІРЕЛА+» / В. В. Киричевский, Б. М. Дохняк, Ю. Г. Козуб, С. И. Гоменюк, Р. В. Киричевский, С. Н. Гребенюк. – К.: Наук. думка, 2005. – 403 с.

Надійшла 11.10.05

Показаны возможности применения САПР «МІРЕЛА+» при определении напряженно-деформированного состояния конструкций. Рассчитано напряженно-деформированное состояние эластомерных элементов сит грохотов.

The possibilities of application of a CAD «МІРЕЛА+» are shown at definition of stress-strain state of constructions. The stress-strain state of elastomer bolter screen elements are calculated.

УДК 658.336.8

А. С. Котов, Э. Г. Петров

СЦЕНАРИЙ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КОРРЕКТНОСТИ СОВОКУПНОГО ПЛАНА ПРОЕКТА ПРИ ПОМОЩИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Статья посвящена разработке комплексной математической модели совокупного плана сложного проекта. При помощи аппарата финансовых и ресурсных профилей построены математические модели отдельных планов проекта. Сформулированы правила проверки корректности планов. Предложенные правила представлены в виде сценария, обеспечивающего построение корректного совокупного плана проекта.

ВВЕДЕНИЕ

Научно-технические проекты представляют собой сложно организованные комплексы работ, как правило, имеющие многоуровневую иерархическую структуру. Управление таким проектом требует разработки и согласования множества планов.

При этом необходимо учитывать динамику потребления и выделения финансовых средств, взаимосвязь ресурсных и финансовых параметров.

Для эффективного управления сложным проектом необходимы гибкие методы, модели и инструментальные средства планирования, позволяющие разработать целостную и непротиворечивую систему планов

для всех уровней управления, обеспеченную финансовыми средствами и всеми видами ресурсов. Актуальность этой задачи обусловлена как сложностью совокупного плана крупномасштабного проекта, так и сжатыми сроками, отводимыми для его разработки, согласования и утверждения.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проекты в области создания авиационной техники, как правило, имеют сложную многоуровневую организационную структуру управления. Планы и другие управляющие документы для каждого уровня управления должны давать представление о проекте с той степенью детализации, которая необходима на данном уровне. На верхнем уровне управления (генеральный конструктор, генеральный директор) план определяет укрупненные финансовые показатели по этапам и по проекту в целом. Среднее звено управления (главные конструктора специализированных конструкторских бюро, начальники отделов и цехов) работают с сетевыми графиками и календарными планами распределе-

ния ресурсов. Эти планы в свою очередь детализируются вплоть до уровня сменно-суточных заданий.

План проекта имеет различную степень детализации не только в разрезе уровней управления, но и в календарном разрезе. Планы на текущий этап имеют значительно более глубокую детализацию, чем на последующие этапы.

Таким образом, планы проекта образуют сложную иерархическую систему, структура которой соответствует организационной структуре и жизненному циклу проекта.

Разработка множества согласованных планов проекта различной степени детализации является задачей совокупного планирования. Вопросы планирования проектов освещены в работах [1–3]. В работе [4] рассмотрены организационные и экономические аспекты совокупного планирования.

Математический аппарат финансовых и ресурсных профилей, введенный в [5, 6], позволяет представить в формализованном виде разные аспекты финансового и ресурсного обеспечения проекта практически с любой степенью детализации. Это позволяет использовать этот аппарат в задачах совокупного планирования. Однако задача обеспечения корректности и непротиворечивости множества планов пока остаётся нерешённой.

Таким образом, необходимо, проанализировав множество планов проекта, построить математическую модель каждого из этих планов и определить правила и алгоритмы их преобразования, обеспечивающие построение комплексной математической модели совокупного плана проект в виде согласованной, целостной и непротиворечивой системы моделей отдельных планов различной степени детализации.

2 ПОСТРОЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СОВОКУПНОГО ПЛАНА ПРОЕКТА

В работах [5, 6] предложен аппарат финансовых и ресурсных профилей проекта. На этой основе синтезируем математическую модель совокупного плана проекта.

Для успешной реализации проекта необходимо составить и воплотить в жизнь совокупность взаимосвязанных планов. Рассмотрим основные из них.

В финансовом плане проекта отражены сроки и объёмы финансирования работ по проекту с разбивкой по крупным этапам. Его математической моделью является профиль финансирования проекта:

$$s(t) = \sum_{j=1}^{N^E} Pr_j(t) \cdot s_j, \tag{1}$$

где s_j – финансирование j -го этапа в соответствии с финансовым планом проекта; N^E – количество этапов

проекта; $Pr_j(t)$ – логический предикат, показывающий финансирование осуществляемое в момент t .

Существует несколько схем финансирования проекта. Все они имеют дискретный характер. Наиболее часто используются финансирование по завершении этапа, полная предоплата и частичная предоплата. Модели вида (1) для этих схем выглядят следующим образом. Для финансирования по завершении этапа

$$s(t) = \sum_{j=1}^{N^E} PrEFin_j(t)s_j, \tag{2}$$

для финансирования с полной предоплатой

$$s(t) = \sum_{j=1}^{N^E} PrESt_j(t)s_j \tag{3}$$

и для финансирования с частичной предоплатой

$$s(t) = \frac{\alpha}{100} \sum_{j=1}^{N^E} PrESt_j(t)s_j + \left(1 - \frac{\alpha}{100}\right) \sum_{j=1}^{N^E} PrEFin_j(t)s_j, \tag{4}$$

где α – процент финансирования, выделяющейся в качестве предоплаты в начале этапа; $PrESt_j(t) = (T_j^{ESt} = t)$, $PrEFin_j(t) = (T_j^{ESt} = t)$ – логические предикаты, показывающие что начало или окончание этапа j происходят в момент t ; T_j^{ESt} , T_j^{EFin} – сроки начала и окончания этапа j .

Бизнес-план проекта отражает основные плановые показатели проекта в финансовом выражении. Как правило, он строится на год с разбивкой по месяцам. Его математической моделью являются профили поступлений t и затрат (1):

$$z(t) = \sum_{i=1}^N z_i, \tag{5}$$

где z_i – затраты за период.

Важной частью совокупного плана являются бюджет проекта и отчёт о движении денежных средств (Cash-Flow). Они отражают динамику выделения и потребления финансовых средств. Для построения их математических моделей удобно перейти от обычных профилей затрат и поступлений к кумулятивным [5]:

$$S(t) = CUM(s(t), t); \tag{6}$$

$$Z(t) = CUM(z(t), t), \tag{7}$$

где CUM – операция построения кумулятивного профиля

$$\text{CUM}(P(t), t) = \sum_v^t P(v). \quad (8)$$

Профиль движения денежных средств $CF(t)$ представляет собой разность между кумулятивными профилями поступлений и затрат

$$CF(t) = S(t) - Z(t). \quad (9)$$

После построения укрупнённых планов осуществляется их детализация. При этом осуществляется переход от финансовых показателей к ресурсным и от крупных календарных периодов к меньшим.

Объёмно-календарный план отражает основные производственные показатели по длительным календарным периодам. Как и бизнес-план, он обычно строится на год, но отражает уже не только финансовые, но и некоторые производственные показатели. Он является основой для построения более детальных производственных планов.

Сетевой график проекта является уже достаточно подробным календарным планом. На его основе можно построить детальные ресурсные профили проекта

$$r_m(t) = \sum_{i \in A(t)} r_{mi}(t), \quad m = \overline{1, M}, \quad (10)$$

где $A(t) = \{i: T_i^{\text{WSt}} < t \leq T_i^{\text{WFin}}\}$ – множество работ, выполняющихся в момент t ; r_{mi} – потребность в ресурсах вида m при выполнении i -й работы; T_i^{WSt} , T_i^{WFin} – сроки начала и окончания работы i ; M – количество видов ресурсов.

На основании ресурсных профилей можно построить детализированный финансовый профиль затрат проекта

$$z^{\text{det}}(t) = \sum_m c_m r_m(t) + z^{\text{накл}}, \quad (11)$$

где c_m – цена единицы ресурсов вида m ; $z^{\text{накл}}$ – величина накладных затрат в единицу времени.

Для обеспечения плана проекта ресурсами строится план закупок. Его моделью является профиль закупки ресурсов $r_m^{\text{Buy}}(t)$.

Профили (1)–(11) представляют собой математические модели планов различной степени детализации. Комплекс профилей является моделью совокупного плана. Если все планы построены корректно, в комплексе профилей не должно быть противоречий. Покажем, как, пользуясь построенной моделью, проверить корректность совокупного плана.

3 ПРОВЕРКА КОРРЕКТНОСТИ СОВОКУПНОГО ПЛАНА ПРОЕКТА

Проверка корректности осуществляется путём приведения показателей планов нижнего уровня к показателям планов верхнего уровня и выявления рассогласований. Для этого можно использовать критерии достаточности и полноты ресурсного и финансового обеспечения.

Финансовый план проекта корректен, если по каждому из этапов превышение затрат над поступлениями не превосходит заданного уровня. Другими словами, отрицательные значения профиля движения денежных средств (9) не должны превышать некоторого значения D

$$-SF(t) \leq D, \quad t \in [T^{\text{St}}, T^{\text{Fin}}]. \quad (12)$$

Значение D представляет собой предельный допустимый дефицит финансовых средств, который может быть временно покрыт за счёт собственных средств исполнителя.

Если соотношение (12) нарушено, финансовый план нуждается в корректировке.

В этом случае следует построить профиль дефицита финансирования

$$DF(t) = \max(0, -(SF(t) + D)), \quad t \in [T^{\text{St}}, T^{\text{Fin}}]. \quad (13)$$

Профиль $DF(t)$ равен нулю везде, где финансовых средств достаточно (с учётом возможности временного привлечения собственных средств исполнителя) и равен величине дефицита на тех интервалах времени, где финансовых средств недостаточно.

Анализируя профиль дефицита, можно сделать выводы о способе корректировки финансового плана. Если финансирование этапа в целом достаточно, но в отдельные интервалы времени дефицит всё же возникает

$$(DF(t) > 0, t \in [T_i^{\text{ESt}}, T_i^{\text{EFin}}]) \wedge (S(T_i^{\text{EFin}}) \geq Z(T_i^{\text{EFin}})), i = \overline{1, N^E} \quad (14)$$

целесообразно увеличить процент предоплаты

$$\alpha = \frac{z_i - D}{s_i} \cdot 100. \quad (15)$$

Если дефицит имеет длительный характер и охватывает несколько этапов, следует скорректировать финансовый план, перераспределив средства между этапами. Если этого сделать не удастся, необходимо

рассмотреть возможность привлечения дополнительных инвестиций.

Если дефицит не выходит за допустимые пределы, то финансовый план в целом соответствует потребностям исполнителя. Однако, необходимо убедиться, что сетевой график обеспечен ресурсными и финансовыми средствами.

Анализируя ресурсные профили проекта и профиль закупки ресурсов, можно определить полноту и достаточность его ресурсного обеспечения. Для этого следует сопоставить кумулятивный профиль затрат ресурсов (10) с профилем закупки ресурсов. Построим кумулятивные ресурсные профили

$$R_m(t) = \text{CUM}(r_m(t), t), m = \overline{1, M}, \quad (16)$$

$$R_m^{\text{Buy}}(t) = \text{CUM}(r_m^{\text{Buy}}(t), t), m = \overline{1, M}. \quad (17)$$

Если на всём периоде выполнения проекта справедливо соотношение

$$R_m(t) \leq r_m^0 + R_m^{\text{Buy}}(t), \\ t \in [T^{\text{St}}, T^{\text{Fin}}], m = \overline{1, M}, \quad (18)$$

то сетевой график проекта обеспечен ресурсами и может быть реализован. Здесь $T^{\text{St}}, T^{\text{Fin}}$ – сроки начала и окончания проекта.

Чтобы убедиться, что параллельное выполнение нескольких работ проекта допустимо с точки зрения ресурсного обеспечения, в соотношении (18) надо заменить профили отдельных работ на агрегированный профиль, построенный по множеству работ, выполняющихся одновременно

$$\text{AGR}(R_m^1(t), \dots, R_m^N(t)) \leq r_m^0 + R_m^{\text{Buy}}(t), \\ t \in [T^{\text{St}}, T^{\text{Fin}}], m = \overline{1, M}, \quad (19)$$

где N – количество работ; AGR – операция агрегирования профилей

$$\text{AGR}(P_1(t), P_2(t), \dots, P_n(t)) = \sum_{i=1}^n P_i(t) \\ (T_i^{\text{St}} \leq t) \wedge \\ (T_i^{\text{Fin}} > t) \\ t \in [\min_i(T_i^{\text{St}}), \max_i(T_i^{\text{Fin}})]. \quad (20)$$

Если соотношения (20) или (21) нарушены, необходимо сдвинуть сроки выполнения некоторых работ. Для этого следует прежде всего выявить те периоды времени, когда наблюдается дефицит ресурсов. Построим профили дефицита ресурсов

$$DR_m(t) = \max(0, R_m(t) - r_m^0 - R_m^{\text{Buy}}(t)), \\ t \in [T^{\text{St}}, T^{\text{Fin}}], m = \overline{1, M}. \quad (21)$$

Профиль (22) равен нулю на тех интервалах времени, когда ресурсов достаточно, и равен величине дефицита на тех интервалах, когда существует недостаток ресурсов.

Для тех интервалов времени, когда профиль $DR_m(t)$ имеет ненулевое значение, необходимо сдвинуть на более поздний срок некоторые работы. Чтобы такая корректировка плана не привела к существенному увеличению продолжительности проекта в целом, рекомендуется в первую очередь сдвигать работы, не лежащие на критическом пути и имеющие резервы времени.

Алгоритм корректировки сетевого графика представлен на рис. 1.

Если дефицит по какому-либо виду ресурсов имеет затяжной характер, вместо сетевого графика следует скорректировать план закупки ресурсов.

Корректировка сетевого графика может привести к возникновению рассогласований между ресурсным и финансовым обеспечением, то есть выделяемых финансовых средств не будет хватать для приобретения ресурсов. Чтобы убедиться, что сетевой график обеспечен финансовыми средствами, необходимо построить детализированный финансовый профиль (11). Затем следует построить поэтапный профиль затрат путём суммирования значений детализированного профиля в пределах этапа

$$Z'(T_i^{\text{EFin}}) = \text{SUM}(z^{\text{det}}(t), T_i^{\text{Est}}, T_i^{\text{EFin}}), \\ i = \overline{1, N^E}, \quad (22)$$

где SUM – операция суммирования значений профиля

$$\text{SUM}(P(t), t_1, t_2) = \sum_{t=t_1}^{t_2} P(t). \quad (23)$$

Затем следует сопоставить полученный поэтапный профиль с первоначальным. Если разница между ними выходит за допустимые пределы ΔZ , то есть не выполняется условие

$$Z'(t) - Z(t) \leq \Delta Z, \quad (24)$$

сетевой график не соответствует финансовому плану и один из этих планов необходимо изменить.

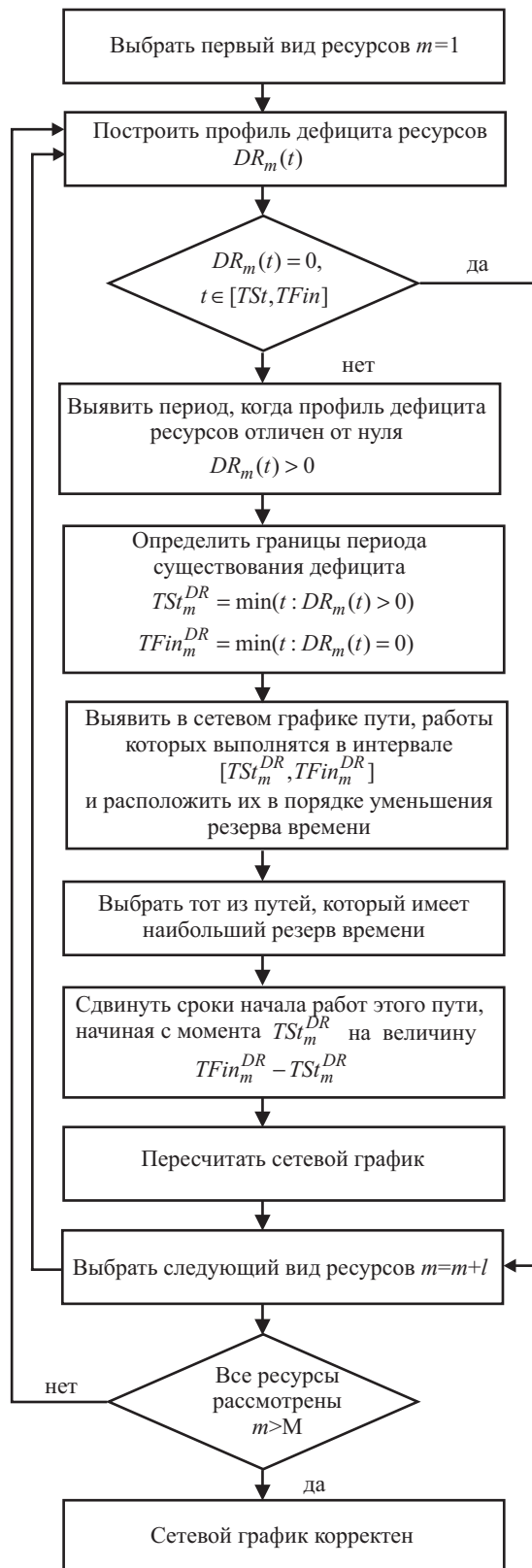


Рисунок 1 – Алгоритм корректировки сетевого графика в случае несоответствия плана работ ресурсному обеспечению

Корректировка сетевого графика в случае его несоответствия финансовому плану может быть выполнена по тому же алгоритму, что и в случае несоответствия плану закупки ресурсов (см рис. 1 выше).

Если изменения в графике работ по каким-либо причинам недопустимы, следует увеличить финансирование на тех этапах, где нарушается условие (24). При необходимости следует привлечь дополнительные инвестиции.

4 СЦЕНАРИЙ ПОСТРОЕНИЯ КОРРЕКТНОГО СОВОКУПНОГО ПЛАНА ПРОЕКТА

Построение совокупного плана, как правило, осуществляется путём разработки укрупнённых планов и их дальнейшей детализации. В процессе планирования необходимо проверять корректность полученных планов, их соответствие планам верхнего уровня и устранять возникающие рассогласования.

Желательно устранять рассогласования путём корректировки планов нижнего уровня, оставляя планы верхнего уровня неизменными, так как изменение плана верхнего уровня, что может повлечь за собой необходимость корректировки множества детализированных планов.

Сценарий построения корректного совокупного плана проекта представлен на рис. 2.

Сценарий охватывает два уровня детализации планов: план проекта и планы отдельных этапов. На верхнем уровне осуществляется контроль полноты финансового обеспечения и, при необходимости, корректировка укрупненного календарного или финансового плана. На уровне планов этапов осуществляется контроль полноты ресурсного обеспечения и, при необходимости, корректировка сетевого графика или плана закупки ресурсов. Затем выполняется проверка полноты финансового обеспечения детализированного плана. При необходимости осуществляется переход на верхний уровень управления и корректировка финансового плана проекта.

Таким образом, сценарий состоит из трех контуров управления:

- 1) проверка корректности укрупненного календарного плана и финансового плана проекта;
- 2) проверка корректности сетевого графика этапа проекта и плана закупки ресурсов;
- 3) проверка корректности совокупного плана.

Первый контур охватывает уровень управления проектом в целом, второй – уровень управления этапом проекта, а третий – оба уровня.

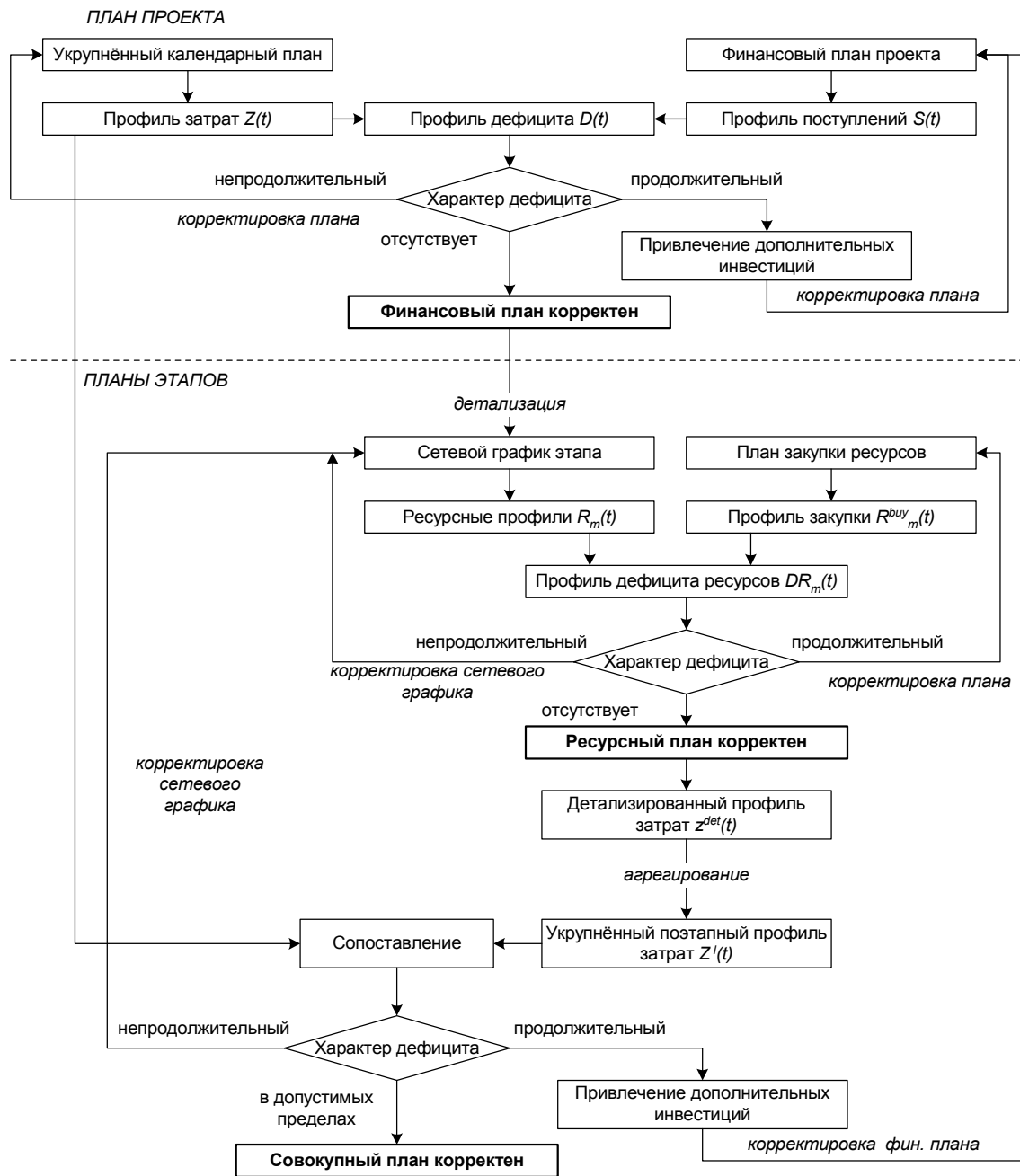


Рисунок 2 – Сценарий построения корректного совокупного плана проекта

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье разработана комплексная математическая модель совокупного плана сложного проекта. При помощи аппарата финансовых и ресурсных профилей построены математические модели отдельных планов проекта различной степени детализации.

Сформулированы правила проверки корректности планов. Даны рекомендации относительно способов обеспечения корректности планов. Предложен алгоритм корректировки сетевого графика проекта при об-

наружении несоответствий между сетевым графиком, планом закупки ресурсов и финансовым планом.

Предложенные правила представлены в виде сценария, обеспечивающего построение корректного совокупного плана проекта. Сценарий включает в себя три контура управления, обеспечивающие корректность укрупнённых планов проекта, детализированных планов отдельных этапов и совокупного плана в целом.

Предложенные в данной работе модели, алгоритмы и сценарий построения корректного плана представ-

ляют собой математическую и методическую основу для разработки компьютерной системы совокупного планирования сложных проектов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Управление проектами. Справочное пособие / Под редакцией И. И. Мазура и В. Д. Шапиро – М.: Высшая школа, 2001. – 875 с.
2. Программно-целевое планирование развития и научно-техническое сопровождение вооружения и военной техники: Учебное пособие. В 3-х книгах. Книга 2 / Б. А. Демидов, М. М. Митрахович, М. И. Луханин, В. И. Коваленко, А. Ф. Величко; Под ред. Б. А. Демидова. – Харьков: ХВУ, 1997 – 427 с.
3. Колесников С. Н. Стратегии бизнеса: управление ресурсами и запасами. – М.: «Статус-Кво 97», 2000. –186 с.
4. Чейз Р. Б., Эквилайн Н. Дж., Якобс Р. Ф. Производственный и операционный менеджмент, 8-е издание.: Пер. с англ.: М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 704 с.
5. Дружинин Е. А., Митрахович М. М., Яшина Е. С. Методика оценки реализуемости проекта создания новой техники с учётом влияния динамики финансирования // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – Вип. 22. –

- Харків: Національний аерокосмічний університет «Харківський авіаційний інститут». – 2001. – С. 140–147.
6. Лисенко Е. В., Яшина О. С. Динамічне моделювання процесів фінансування науково-технічних проектів // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – Вип. 2 (37). – Харків: Національний аерокосмічний університет «Харківський авіаційний інститут». – 2003. – С. 122–127.

Надійшла 18.04.05
Після доробки 28.10.05

Стаття присвячена розробці комплексної математичної моделі сукупного плану складного проекту. За допомогою апарата фінансових і ресурсних профілів побудовані математичні моделі окремих планів проекту. Сформульовано правила перевірки коректності планів. Запропоновані правила представлені у виді сценарію, що забезпечує побудову коректного сукупного плану проекту.

The paper is dedicated to overall project plan complex mathematical model development. Using by financial and resources profiles apparatus the mathematical models of separate project plan are developed. The plan correctness testing rules are formulated. The offered rules are presented in the form of scenario which ensure correct overall project development.

УДК 681.32

Г. Ф. Кривуля, Е. Е. Сыревич, А. Л. Карасев

ВЕРИФИКАЦИЯ МОДЕЛЕЙ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ, ПРЕДСТАВЛЕННЫХ НА ЯЗЫКЕ ОПИСАНИЯ АППАРАТУРЫ

Предлагается процедура верификации моделей цифровых устройств, описанных с помощью языков описания аппаратуры. Основная идея состоит в генерации различающихся псевдоисчерпывающих тестов для отдельных функциональных элементов, суперпозиции этих тестов и в интерактивном вычислении эталонных реакций.

ВВЕДЕНИЕ

В процессе проектирования цифровой системы инженеры-проектировщики сталкиваются с проблемой верификации схемного описания при использовании языков описания аппаратуры (ЯОА) [1]. Методы программной верификации не подходят к проектам с использованием ЯОА. Это связано с особенностями ЯОА, главные из которых – параллелизм и наличие сигналов в описании. В программной модели все операторы выполняются последовательно без учёта переходов и вызовов функций. В некоторый момент времени выполняется один оператор. В аппаратной модели на

ЯОА все назначения сигналов выполняются одновременно в один и тот же момент времени.

Тестирование программных продуктов требует подачи всех возможных значений на входные переменные, при этом организуются классы эквивалентных данных для сужения области тестовых значений [2]. Оба метода не подходят для кодов, описывающих аппаратуру, так как не учитывают особенностей, типичных для ЯОА и не присущих обычным языкам программирования.

Существующие системы верификации в основном ориентированы на генерацию тестов для тестирования и диагностики структурных неисправностей уже на этапе реализации проекта в аппаратуре. Таким образом, нужны такие методы верификации, которые строят тесты для функциональных неисправностей ЯОА-кода.

Системы функциональной верификации, используемые в мировой практике [3], не имеют широкого использования, поэтому создание системы верификации ЯОА-кода на функциональном уровне представляет собой актуальную задачу.

Целью данной работы является разработка процедуры построения систем функциональной верификации описаний устройств, представленных на ЯОА.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматривая преимущества и недостатки верификации программных кодов [2], и приемы технической диагностики, ставится задача разработки процедуры функциональной верификации для проверки соответствия модели-описания устройства его спецификации.

Для решения поставленной задачи необходимо, во-первых, разработать внутреннее представление ЯОА-кода, позволяющее выполнять процедуры прямой и обратной импликации; во-вторых, разработать метод генерации тестов для модели в процессе верификации.

2 ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ВЕРИФИКАЦИИ

На сегодняшний день самый распространенный подход к верификации состоит в следующем [3]. Имеются модели M1 и M2. Причем M1-эталонная модель, а M2-верифицируемая. Генерируются тесты для модели M1 и в результате моделирования M1 на полученных тестовых наборах определяются эталонные значения (аналогично процессу тестового диагностирования). Затем эти же тесты подаются на M2, их также моделируют и получают экспериментальные ответные реакции. Реакции моделей M1 и M2 сравниваются. Модель M1 эквивалентна M2, если реакции совпадают, и содержит ошибку в противном случае. Обычно модель M1 – это модель высокого уровня, а M2 более низкого уровня, чем M1 (ближе к аппаратной реализации). M2 также может быть реальным физическим устройством [4].

Если M1 и M2 представлены формальными языками описаний, то верификация сводится к правильности преобразования из одного формального языка в другой. Если же M1 задана неформальным или частично формальным способом, то описанный выше подход к верификации становится малоэффективным. Это связано с тем, что тесты для M1, заданной неформальным и частично формальным описанием, необходимо строить вручную, что является трудоемким процессом, занимающим значительное время в цикле проектирования.

В современных технологиях проектирования вместо реального физического устройства используется его представление на ЯОА. Такое представление обычно базируется на данных, полученных из спецификации. То есть в качестве M1 выступает спецификация, в качестве M2 – описание на ЯОА. Данные о разрабатываемом устройстве в спецификации могут быть представлены разными способами, чаще всего неформальными (текстовые пояснения) или частично формализованными

(временные зависимости для отдельных сигналов, алгоритмы работы блоков и т. д.). Кроме того, существует проблема неполноты спецификации. Из всех возможных состояний устройства в спецификации описываются только рабочие состояния. Доля таких состояний из общего числа состояний невелика: 5–10 %. Автоматизировать процесс получения эталонных реакций по спецификации можно, формализовав процесс получения информации из спецификации. Это возможно с помощью языков описания спецификаций. Однако в таком случае оба участника верификации, M1 и M2, являются языковыми моделями. Следовательно, верификация M2 сводится к формальному доказательству эквивалентности двух языковых моделей, что есть трудоемкой и не всегда однозначной задачей. Необходимо использовать другие способы верификации. Спецификация, представляющая собой частично формализованное задание закона функционирования устройства, содержит эталонные реакции в неявном виде, а иногда не содержит их вовсе [5]. Разработчики утверждают, что именно такое задание спецификации наиболее распространено [6].

Таким образом, при любом способе верификации по неформальному описанию основной оказывается задача вычисления явных эталонных реакций. Рассмотрим один из возможных способов вычисления эталонных реакций.

Необходимое условие – это возможность инженера, отвечающего за реализацию ЯОА-кода, определить (не на созданном коде, а каким-либо другим образом, например, вручную) эталонные реакции в выходных и некоторых внутренних контрольных точках на некоторых входных наборах. Контрольные точки задаются одновременно с составлением тестов. Моделирование тестов и вычисление эталонных значений происходит независимо друг от друга. Результаты моделирования и расчетов «вручную» сравниваются. Результат сравнения позволяет сделать вывод о соответствии ЯОА – модели спецификации.

Предполагается, что инженер-разработчик для любых входных данных может вычислить реакции разрабатываемого устройства по спецификации, если данные соответствуют описанным в спецификации состояниям.

Суммируя все вышесказанное, получим следующий обобщенный шаг алгоритма:

1. Получить от инженера-разработчика откомпилированный ЯОА – код, описывающий устройство или его логически (функционально) законченный блок.
2. Выполнить построение тестов по полученному ЯОА-коду путем генерации последовательностей, различающих заданный оператор. Задать контрольные точки.
3. Возвратить полученные тесты инженеру-разработчику для вычисления соответствующих выходных

значений и/или значений в заданных контрольных точках.

4. Выполнить моделирование сгенерированных тестов на ЯОА-коде в целях получения экспериментальных значений.

5. Сравнить значения, полученные при моделировании ЯОА-кода, и значения, полученные от инженера-разработчика.

6. При несовпадении сделать вывод об ошибках проектирования в ЯОА-коде.

3 ПОСТРОЕНИЕ ТЕСТОВ ПО ВНУТРЕННЕЙ МОДЕЛИ

Процесс построения тестов основывается на двух аспектах: внутренняя модель, позволяющая выполнять процедуры прямой и обратной импликации; и собственно алгоритм генерации тестов.

Генерация наборов происходит для примитивных элементов ЯОА-кода. В предложенной модели цифрового устройства (ЦУ) в качестве примитивных элементов (ПЭ) выбраны операторы языка описания аппаратуры, описывающие процесс выполнения алгоритма. Число типов ПЭ ограничено набором операторов ЯОА, а для генерации тестов можно использовать процедуры активизации путей в модели устройства, подобные процедурам активизации для структурных методов. Опишем модель ЦУ, исходя из его внешнего представления на ЯОА. Если из описания ЦУ в явном виде можно выделить управляющий автомат (УА) и операционный (ОА), то будем рассматривать только ОА. Стратегии верификации УА были описаны [7,8]. Если в описании ЦУ невозможно выделить УА и ОА, то ЦУ рассматривается в целом, как устройство, выполняющее преобразование данных. Из-за различий в количестве состояний, которые могут принимать УА ($10^2 - 10^3$) и ОА ($10^{10} - 10^{100}$) методы верификации УА для ОА и устройств с общей структурой не подходят.

Типичное представление модели устройства на ЯОА содержит как минимум два типа языковых конструкций: сигналы и операторы. Сигналы делятся на входные, выходные и внутренние. Операторы подразделяются на два основных типа: выполняемые и управляющие. К управляющим относятся операторы, встречающиеся в конструкциях, реализующих выбор (условие). После декомпозиции тесты строятся для каждого функционального элемента. Предлагается композиционная модель устройства для верификации. Эта модель получается на основании описания устройства на ЯОА-коде, например VHDL. Данный код должен быть откомпилирован и ориентирован на синтез.

VHDL-код представлен двумя графами. Первый – информационный – описывает поток данных и их преобразование (подобно операционному автомату в классической композиционной модели с микропрограм-

мным управлением) без учета условных ветвей. Второй граф соответствует цепочке условий.

Информационный I-граф содержит два типа вершин: операнды и функции. Типы функций ограничены синтезируемым подмножеством VHDL. Дуги соединяют вершины следующим образом: вершина-источник соединяется с функциональной вершиной, затем дуга выходит из функциональной вершины и входит в вершину-приемник. Дуги, которые входят в вершины-приемники, могут быть условные и безусловные. Условные дуги соответствуют операторам, которые находятся внутри условных конструкций VHDL. Условные дуги содержат метки.

В свою очередь, второй граф (управляющий S-граф) содержит условные конструкции (например, *case*, *if... then...*, *with ... select*) из исходного описания цифрового устройства. Каждый предикат условия – подграф, с определенной меткой. Например, выражение *if reset=1 then...* представляется следующим образом. Имя выражения – $E1$, имя метки – $L1$. Подграф будет выглядеть следующим образом: $E1 \xrightarrow{1} L1$, где $E1$ соответствует выражению *reset=1*. Если условная конструкция содержит две ветки, данные ветви имеют разные имена меток.

Рассмотренная модель должна удовлетворять следующим требованиям:

1. Трансформация в данную внутреннюю графовую модель из ЯОА-кода однозначная.
2. Модель обеспечивает возможность выполнения прямой и обратной импликации.
3. Если модель описана, то элементов конечное число.
4. Модель позволяет разработать адекватные модели неисправностей (ошибок проектирования).
5. Модель позволяет диагностику на основе результатов тестирования.

Тест строится активизацией многоуровневых путей от внешних входов до соответствующих операторов обработки данных и от них до внешних выходов. В качестве элементарных тестов для операторов обработки данных будем использовать предварительно вычисленные различающие тестовые последовательности.

При построении тестов для примитива необходимо учесть следующее. Как уже было сказано, в качестве ПЭ выбраны операторы ЯОА. С точки зрения верификации аппаратной модели операторы ЯОА, а значит и ПЭ, не содержат внутри себя ошибок и работают исправно. Если бы это было не так, то верификация ЯОА модели включала бы в себя проверку системы моделирования. А эти две задачи должны выполнять разные специалисты – программист и проектировщик. Учитывая, что операторы языка (примитивы) не содержат внутри себя ошибок, очевидно, что подача на примитивы тестов, проверяющих закон их функционирования, является нецелесообразной. Поэтому

смысл тестирования примитива состоит не в проверке функционирования, а проверке его типа. Таким образом, на примитив необходимо подать такие тестовые наборы, чтобы после анализа реакций на них можно было идентифицировать тип (функцию) примитива и отличить его от других ПЭ.

Такие различающие последовательности позволяют найти ошибки связанные с заменой операторов в ЯОА-коде. Причем замену логических операторов логическими, арифметических арифметическими, так как перекрестную замену можно выявить, как правило, в процессе компиляции.

Алгоритм генерации тестов состоит в построении различающих тестовых последовательностей для определения данного функционального элемента среди остальных из заданного подмножества, подачи тестов на входы этого элемента и транспортировании результатов до внешних выходов графовой модели или до ближайших контрольных точек. Подача к функциональному элементу тестов и получение результатов происходит по активизированным путям в графовой модели. Активизация путей в графе происходит подобно активизации путей в D-алгоритме.

При активизации путей предлагается следующую стратегию.

1. Активизируются пути ко всем внутренним сигналам модели от внешних входов и от внутренних сигналов к внешним выходам в I-графе или контрольным точкам. В общем случае число тактов активизации для некоторых внутренних сигналов может быть больше единицы.

2. Выбирается один из проверяемых операторов.

3. Строится активизированный путь от одного из входов графа до проверяемого оператора и от него до ближайшего выхода графа.

4. Выполняется последовательное совмещение условий активизации в графе таким образом, чтобы построить цепочку доопределяющих значений от внешних входов до внешних выходов модели.

Далее будет использовано понятие наблюдаемой точки – это сигнал или переменная, доступная для наблюдения в системе моделирования. Наблюдаемая точка отличается от контрольной тем, что точное значение сигнала или переменной в этой точке вычислять нет необходимости. Контрольная точка же, во-первых, наблюдаема, а во-вторых, значения в контрольных точках вычисляются для некоторой последовательности тестов. наблюдаемая точка – это выход каждого тестируемого оператора, а контрольная точка задается инженером-верификатором.

На внутренней модели тесты строятся по I – графу (аналог ОА в классической модели ЦУ). На каждую функциональную вершину необходимо подать различающую последовательность и провести реакции этой вершины к ближайшей наблюдаемой точке. Такой вер-

шиной может быть внутренняя точка (переменная или сигнал) или выходная вершина. Таким образом, проверяется каждая функциональная вершина графа: на нее подается тест, а реакции проводятся до наблюдаемой точки. Подавая тесты на каждую вершину и сравнивая реакции в контрольных точках, заданных верификатором, можно, в случае несовпадения реакции, указать на вершину (вершины), в которых происходит искажения данных, вызванные неправильным применением оператора. А так как каждая функциональная вершина соответствует оператору языка, то для разработчика будет указан неправильный оператор или фрагмент кода.

На вершины, входами которых являются внешние входы устройства, тесты подаются с этих входов. Реакции проводятся к контрольной точке путем прямой импликации. Для вершин, входами которых являются вершины соответствующие внутренним сигналам, необходимо обеспечить значения на этих вершинах. Это выполняется с помощью обратной импликации (аналогично традиционным методам активизации путей и не исправностей). Реакции проводятся к контрольным точкам с помощью прямой импликации. Если выходом вершины является внешний выход устройства, то проводить реакции к контрольной точке не требуется, так как внешний выход и есть контрольная точка.

В описанной выше процедуре количество тестовых различающих последовательностей равно количеству операторов в ЯОА-коде. Это количество можно сократить за счет операторов, тестируемых параллельно при непротиворечивых управляющих сигналах.

4 ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДИКИ

На рисунке 1 приведен фрагмент описания на VHDL секционированного микропроцессора КР 1804ВС1.

Продвижение при активизации пути в модели выполняется с помощью операции пересечения, аналогичной операции D-пересечения [5].

В результате выполнения активизации для каждого из путей в графе строится последовательность векторов, активизирующая этот путь. На рисунке 2 показано построение путей активизации.

Символ М обозначает признак активизации. На рисунке 2 активизация начинается от внешнего входа DI и заканчивается внешним выходом Y. Путь DI-R-F-Y, при этом при доопределении на внутреннем сигнале S установлено значение «0». На управляющем сигнале ICPU в результате активизации сформирована микрокоманда.

Построение теста для оператора обработки данных рассмотрим на примере оператора суммы. Различающие последовательности подбирались с учетом следующего алгоритма.

1. Различаем пары (+, -) и (*, /). Для этого на операнд X подаем «0», а на операнд Y – любое значение из возможных для операнда этого типа. В случае пары


```

library IEEE; use IEEE. std_logic_1164. all; use IEEE. std_logic_signed. all;
ENTITY KP1804BC1 is port
(DI: in std_logic_vector; AMC: in std_logic_VECTOR (0 to 1); ICPU: in std_logic_VECTOR (0 to 8); A, B:
in INTEGER; Y: outstd_logic_vector (0 to 3)); END KP1804BC1;
architecture Data of KP1804BC1 is
signal Q: std_logic_VECTOR (0 to 3); signal R, S, F: std_logic_VECTOR (0 to 3); signal CI: std_logic; type
mem is array (0 to 6) of std_logic_VECTOR (0 to 3); signal RAM: mem; BEGIN
process (A, B, Ci, ICPU, Di) begin
R_DECODER: case ICPU (0 to 2) is
when «000»=>R <= RAM (A);
when «100» => R<=«0000»;
when «111»=>R<=DI; when others=>R<=«XXXX»; end case;
S_DECODER: case ICPU (0 to 2) is
when «000»=>S <=Q;
when «100»=>S<=RAM (A);
when «111»=>S<=«0000»;when others=> S<=«XXXX»; end case;
ALU_OPERATION: case ICPU (3 to 5) is
when «000» => F<= R+S;
when «100» => F<=R and S;
when «110» => F<=R xnor S; when others => F<=«XXXX»; end case;
OUT_FUNC: case ICPU (6 to 8) is
when «000» => Y <=F;
when «010» => Y<=RAM (A); when others=> Y<=«XXXX»; end case;
Q_FUNC: if (ICPU (6 to 8)=«000») then Q <= F; end if;
RAM_FUNC: if (ICPU (6 to 8)=«010») then RAM (B) <= F; end if; end process; END DATA;

```

Рисунок 1 – Фрагмент описания секционированного микропроцессора KP 1804BC1

	DI	RAM	Q	R	S	F	Y	ICPU
1)	M	X	X	X	X	X	X	<xxxxxxxx>
2)	M	X	X	M	0	X	X	<111xxxxxx>
3)	M	X	X	M	0	M	X	<111000xxx>
4)	M	X	X	M	0	M	M	<111000000>

Рисунок 2 – Построение путей активизации

	DI	RAM	Q	R	S	F	Y	ICPU
1)2	X	X	X	X	X	X	X	<xxxxxxxx>
2)2	X	X	2	0	X	X	X	<111xxxxxx>
3)2	X	X	2	0	2	X	X	<111000xxx>
4)2	X	2	2	0	2	X	X	<111000000>
5)2	2	2	2	0	2	X	X	<111000000>
6)2	2	2	2	2	2	X	X	<111000000>
7)2	2	2	2	2	4	X	X	<111000000>
8)2	2	2	2	2	4	4	X	<111000000>

Рисунок 3 – Пример построения теста для оператора суммы

(* , /) результат в наблюдаемой точке равен «0». В случае (+, -) – отличен от нуля.

2. Различаем операторы в паре. Подаем на оба операнда одинаковые значения, отличные от «0» и «1». В случае (/) результат в наблюдаемой точке равен «1». В случае (*) – отличен от единиц. В случае (-) результат в наблюдаемой точке равен «0». В случае (+) – отличен от нуля.

В данном случае на оператор суммы необходимо подать следующие значения:

1. На первом шаге алгоритма «0» и «2» (второй операнд выбран как наименьшее возможное число для данного типа операнда, отличное от нуля и единицы).

2. На втором шаге алгоритма на вход S подаем значение «2» (так как на входе R установлено «2» на предыдущем шаге).

Заметим, что напрямую установить значения S и R невозможно, поэтому к ним подводятся значения с внешнего входа DI. Кроме того, кроме уже показанного на рисунке 2 пути DI-R-F-Y, активизируется путь DI-RAM-S-F-Y.

После активизации оператора суммы и подачи на него различающих последовательностей, получили 8 двоичных векторов. Для теста этого же оператора полным перебором (без активизации) понадобится минимум 256 векторов.

Если строить тесты полным перебором всех входных сигналов на всех данных, то общая длина минимального полного теста составляет 2^n , где n – общая размерность входных сигналов, при условии подачи стабильных 0 и 1. То есть минимум 2^{79} векторов, при условии, что целочисленные сигналы выделяется 32 разряда, если не указан их диапазон. Кроме этого, необходимо организовать пути продвижения значений от функциональных примитивов до внешних выходов, что дает разрастание количества тестовых векторов. Путем использования методики генерации различающих век-

торов достигается эффект сужения области тестовых последовательностей. Так в приведенном примере количество векторов уменьшилось до 53.

Результаты обработки четырех объектов верификации приведены в таблице 1. Первый и второй столбцы представляют собой результаты обработки центральных процессорных элементов КР 1804ВС1 и К589ИКО2, в третьем столбце приведены результаты построения теста для устройства обработки данных, содержащего 8 процессоров КР 1804 ВС1, а в 4-ом результаты построения теста для интерфейсной платы на схемах средней интеграции.

Таблица 1 – Результаты обработки объектов верификации

Параметры объекта диагностирования	1	2	3	4
Количество операторов	79	60	204	64
Количество переменных	24	30	125	62
Количество регистровых переменных	3	4	7	10
Количество внешних входов и выходов	9	13	39	28
Разрядность переменных	4	2	16	16
Количество микросхем	–	–	56	40
Время построения теста (в минутах)	0,5	7	40	3
Количество микрокоманд теста	53	62	142	56

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Научная ценность и новизна предложенной методики состоит в разработке нового подхода к функциональной верификации. Генерация тестов проводится для примитивных элементов, которые в данном случае представляют собой операторы языка описания аппаратуры.

В ходе кодирования спецификации разработчик может внести ошибки не алгоритмического характера, а связанные с «человеческим фактором». Тестовые различающие последовательности активизируют функциональные вершины-операторы. Активизация оператора позволяет после сравнения значений в контрольной точке с полученными от разработчика сделать вывод о правильности использования оператора именно данного типа в данном фрагменте кода.

Совокупность проверок операторов на правильность их применения позволяет сделать вывод о правильности спецификации (ЯОА-кода).

Практическая польза от предложенной стратегии состоит в том, что она позволяет верифицировать описание ЦУ на ЯОА-коде и сделать вывод о его соответствии спецификации на функциональном уровне.

Исследования предполагается продолжать по следующим направлениям:

1. Необходимо разработать методы генерации псевдоисчерпывающих наборов;
2. Необходимо разработать адекватную систему оценивания полноты тестов;
3. Необходимо разработать формальный алгоритм перехода от ЯОА-модели к внутренней графовой модели.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. S. Tasiran, K. Keutzer Coverage Metrics For Functional Validation Of Hardware Designs // *Ieee Design & Test Of Computers*, July-August 2001. – P. 36–45
2. Иан Коммервилл Инженерия программного обеспечения, 6-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2002. – 624 с.
3. Miron Abramovic, Melvin A. Breuer, Arthur D. Friedman Digital System Testing and Testable Design, IEEE Press, New York, 1996. – 820 с.
4. F. Corno Et Al, Automatic Test Bench Generation For Validation Of Rt-Level Descriptions: An Industrial Experience In Proc. *Ieee Date*. – 2000. – P. 385–389.
5. Головач В., Бельшкін А. Проектирование интерфейса как часть разработки ТЗ // *Мир ПК*. – 2000. – № 7. – С. 204–205.
6. Боуэн Джонатан П., Хинчи Майкл Дж. Десять заповедей формальных методов// *Мир ПК*. – 1997 – № 9. – С. 30–31.
7. Хаханов В. И., Рустинов В. А., Ковалев Е. В., Масуд М. Д. Мехеди, Хак Х. М. Джахирул. Системы генерации тестов цифровых проектов в среде Active-HDL / *Радиоэлектроника и информатика*, Харьков. – 2000. – № 3. – С. 92–101.
8. Thatte S. and Abraham J. Test generation for microprocessor // *IEEE Trans. Computers*. – 1980. – v. с. 29, № 6. – P. 429–441.

Надійшла 23.05.05
Після доробки 14.10.05

Пропонується стратегія верифікації моделей цифрових пристроїв, описаних за допомогою мов опису апаратури. Основна ідея являє собою генерацію розрізняючих тестів для окремих функціональних елементів, їхньої суперпозиції й в інтерактивному обчисленні еталонних реакцій.

Verification strategy of digital devices models, which are represented with the help of hardware description languages. The main idea stays in distinguishing sequence generation for separate functional elements, their superposition, and interactive etalon calculation.

А. С. Кулик, О. А. Лученко, О. И. Гавриленко

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ПРЕЦИЗИОННОЙ ОРИЕНТАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Рассматривается решение задачи прецизионной ориентации космического летательного аппарата в номинальном режиме и при возникновении видов отказов в гироскопическом измерителе вектора угловой скорости.

АКТУАЛЬНОСТЬ

Космическая деятельность предусматривает полный цикл научно-технических и технологических мероприятий по научным исследованиям, разработке, изготовлению, испытаниям и эксплуатации космических систем. Только при этом условии возможно развитие критических наукоемких технологий, определяющих уровень развития экономики государства и место страны на мировом рынке. Современная Украина владеет мощной научной, технологической, производственной и кадровой базой для реализации полномасштабных космических проектов.

В тоже время сведения о недавних катастрофах авиационных и космических летательных аппаратов (КЛА) убеждают в том, что необходима новая концепция проектирования систем управления критическими объектами. В основу ее технической реализации должны быть положены новые информационные технологии и программно-аппаратные средства, повышающие качество функционирования традиционной системы управления.

Обеспечение качества эксплуатации любого космического летательного аппарата сводится к максимально возможному продлению цикла его активного использования. Для этого нужны, во-первых, достоверные данные о состоянии КЛА, работе его бортовых систем, летной эксплуатации аппарата с помощью систем объективного контроля технического состояния, а во-вторых, такие технические решения, при которых принципиально возможно активное вмешательство в управление полетом на основе объективной информации о различных процессах, сопровождающих полет. Это означает, что информационный поток о состоянии движущегося объекта должен быть обработан в реальном масштабе времени и, кроме того, сам КЛА должен проектироваться таким образом, чтобы в его составе средства контроля технического состояния были сбалансированы со средствами устранения причин нежелательного развития события.

© Кулик А. С., Лученко О. А., Гавриленко О. И., 2005

Одним из способов решения данной проблемы является применение адаптивного подхода к проектированию активных отказоустойчивых систем управления. Особенность данного подхода заключается в том, что для решения проблемы отказоустойчивости применяются модели, которые адаптируются в режиме реального времени к изменениям внешних и внутренних условий функционирования системы управления.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Возьмем для рассмотрения космический аппарат в форме параллелепипеда. На нижней грани установлены аппаратура для проведения научных исследований, на верхней – панель солнечной батареи. Эти гибкие элементы образуют с телом КЛА динамическую модель с низкими частотами их колебания. КЛА совершает наклонный полет в орбитальной системе координат с определенным углом наклона.

В качестве измерителей вектора угловых скоростей используются три двухосных динамически настраиваемых гироскопа. Диапазон измеряемых угловых скоростей ± 2 град/с⁻¹, дрейф ≤ 5 град/час. Для коррекции ошибок измерений, связанных с уходом гироскопов, и для обеспечения независимости точности измерений углов ориентации от времени непрерывной работы используются датчики ориентации на звезды.

На КЛА действует постоянный гравитационный возмущающий момент по оси x : $M_{грx} = -0,004$ н·м.

В качестве исполнительных органов, создающих управляющие моменты в режимах стабилизации и программных поворотов КЛА относительно опорной системы координат, используются управляемые моментные бесконтактные двигатели постоянного тока, где функции маховой массы выполняет ротор с постоянными магнитами, расположенными на максимально возможном диаметре.

Функциональная схема рассматриваемой системы представлена на рис. 1.

Рассматриваются задача прецизионной ориентации КЛА и разработки на базе сигнально-параметрического подхода алгоритмов замкнутого диагностирования функционального состояния элементов системы управления КЛА (блока гироскопов).

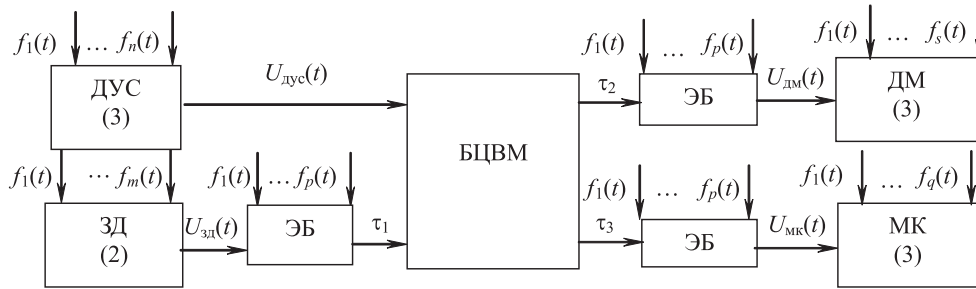


Рисунок 1 – Система управления угловым движением КЛА

2 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ КОСМИЧЕСКОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА И СИСТЕМЫ ОРИЕНТАЦИИ

2.1 Определение системы координат

Заданное положение аппарата определяется в некоторой системе координат, направление осей которой в пространстве заранее известно. Такая система координат называется базовой системой отсчета, ее оси должны задаваться на борту КЛА с помощью специальных устройств и приборов. При этом оси могут быть либо неподвижны, либо перемещаться известным образом в инерциальном пространстве. Ту или иную базовую систему отсчета выбирают в каждом конкретном случае исходя из функционального назначения аппарата с учетом возможностей технической реализации ее осей и системы управления угловыми движениями [1, 2].

Угловое положение КЛА в базовой системе отсчета $0X_0Y_0Z_0$ будет определяться положением осей системы координат $0X_1Y_1Z_1$, жестко связанной с корпусом. Положение координатных осей $0X_1Y_1Z_1$ характеризуется тремя углами Эйлера ϕ, ϑ, ψ (углами крена, тангажа и рыскания).

Оси базовой системы отсчета располагаются следующим образом: ось $0Y_0$ направлена по местной вертикали, ось $0X_0$ лежит в плоскости местного горизонта и направлена в сторону движения.

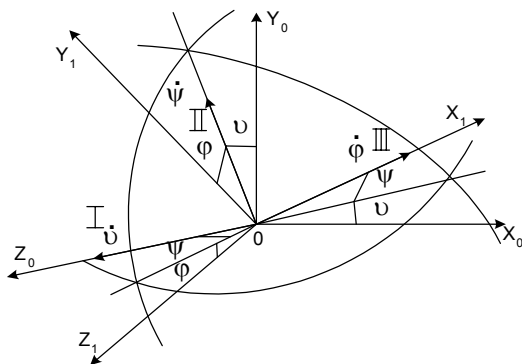


Рисунок 2 – Системы отсчета КЛА

2.2 Динамическая модель космического летательного аппарата

Рассмотрим уравнения движения КЛА относительно центра масс. Движение твердого тела относительно неподвижной точки описывается уравнением Эйлера [1, 2]:

$$\begin{aligned} J_x \dot{\omega}_x + (J_z - J_y) \omega_y \omega_z &= M_x; \\ J_y \dot{\omega}_y + (J_x - J_z) \omega_x \omega_z &= M_y; \\ J_z \dot{\omega}_z + (J_y - J_x) \omega_x \omega_y &= M_z, \end{aligned} \quad (1)$$

где J_x, J_y, J_z – главные моменты инерции тела.

Для полного описания движения твердого тела необходимо знать зависимости величин M_x, M_y, M_z от мгновенного положения связанной системы координат относительно неподвижной. Эта зависимость устанавливается с помощью трех углов Эйлера ϕ, ϑ, ψ которые должны рассматриваться как функции времени.

Проекции вектора угловой скорости ω на оси связанной системы координат описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \omega_x &= \dot{\phi} - \dot{\vartheta} \sin \psi; \\ \omega_y &= \dot{\psi} \cos \vartheta + \dot{\vartheta} \sin \vartheta \cos \psi; \\ \omega_z &= \dot{\vartheta} \cos \vartheta \cos \psi - \dot{\psi} \sin \vartheta. \end{aligned} \quad (2)$$

Приведенные системы уравнений достаточны для описания угловых движений аппарата, если влиянием внутренних моментов, действующих на него, можно пренебречь. Вывод уравнений, характеризующих угловые движения аппарата с учетом движущихся частей, в общем случае представляет исключительно сложную задачу.

При заданной ориентации осей системы координат $0X_1Y_1Z_1$, связанной с КЛА, и совпадении их с главны-

ми осями инерции всей системы уравнения движения КЛА могут быть приведены к следующему виду:

$$\begin{aligned} J_x \dot{\omega}_x + (J_z - J_y) \omega_y \omega_z &= M_x - M_{\text{внх}}; \\ J_y \dot{\omega}_y + (J_x - J_z) \omega_x \omega_z &= M_y - M_{\text{вну}}; \\ J_z \dot{\omega}_z + (J_y - J_x) \omega_x \omega_y &= M_z - M_{\text{внз}}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $M_{\text{внх}}$, $M_{\text{вну}}$, $M_{\text{внз}}$ – проекции момента, создаваемого внутренними движущимися частями.

2.3 Возмущающие моменты, действующие на КЛА

Основными внешними моментами, действующими на космический летательный аппарат в космосе, являются *гравитационный, аэродинамический, магнитный, моменты давления солнечных и космических лучей*, а также *моменты, возникающие в результате столкновения с микрометеоритами*. Величина каждого из них различна для разных типов космических летательных аппаратов (точнее для различных участков траектории полета) и зависит от размеров, формы и других свойств конкретного космического летательного аппарата. Рассмотрим в отдельности перечисленные виды внешних воздействий.

Гравитационный момент действует на КЛА на всех участках его полета. При орбитальном полете космического летательного аппарата вблизи Земли момент будет создаваться в основном полем тяготения Земли; а на участке значительного удаленном от Земли – полем тяготения Солнца. Величины этих моментов обычно очень малы, пренебречь ими нельзя, так как со временем они могут привести к значительным угловым отклонениям корпуса КЛА.

Аэродинамический момент. Движение КЛА на околоземных орбитах происходит в условиях сильно разреженной атмосферы, тем не менее, на высоте 500 км действие атмосферы может привести к значительным аэродинамическим возмущениям. Аэродинамический момент появляется в том случае, если центры масс и давления не совпадают.

Момент давления солнечных лучей. Если формально заменить набегающий поток разреженных газов потоком солнечной радиации, то становится очевидной еще одна причина появления возмущающих моментов. Эти моменты следует учитывать с высоты $h \geq 500$ км. Величина солнечного давления обратно пропорциональна квадрату расстояния от Солнца и зависит от отражательной способности поверхности КЛА.

Момент солнечного давления, действующий на КЛА, можно описать выражением: $M_c = P_c S y_{\text{ц.д}}$, где P_c – давление солнечных лучей (удельное); S – облу-

чаемая поверхность летательного аппарата; $y_{\text{ц.д}}$ – расстояние от центра масс до центра давления.

Магнитный момент. Корпус космического аппарата представляет собой токопроводящую оболочку. При движении КЛА в магнитном поле Земли в обшивке его корпуса наводятся электрические токи. Они образуют результирующий магнитный поток \bar{B} , который, взаимодействуя с магнитным потоком земли \bar{B}_3 , обуславливает появление возмущающего момента \bar{M}_m . Направление этого момента определяется исходя из свойств стрелки занимать положение, совпадающее с направлением касательной к магнитной силовой линии. Величина момента \bar{M}_m будет зависеть от текущего положения КЛА на орбите и относительно центра масс. Составляющие этого момента на оси связанной системы координат могут быть найдены для каждого конкретного положения КЛА как проекции вектора $\bar{M}_m = \bar{B} \times \bar{B}_3$. Собственное магнитное поле объекта образуется также в результате протекания электрического тока по цепям его оборудования.

Магнитные моменты, действующие на корпус КЛА, являются второстепенным в сравнении с рассмотренными ранее, и в первом приближении могут не учитываться.

Момент, вызванный столкновением. Во время полета есть вероятность столкновения КЛА с микрометеоритами. Эта вероятность тем меньше, чем крупнее частица. Если линия действия ударного импульса не проходит через центр масс КЛА, возможно появление импульса возмущающего момента. Даже это малый импульс может вызвать разворот КЛА, не имеющего системы угловой стабилизации, относительно первоначального положения в течение некоторого отрезка времени.

При проектировании системы управления угловым движением КЛА следует использовать эти моменты в качестве стабилизирующих факторов или свести к минимуму их возмущающее воздействие на систему управления угловыми движениями.

2.4 Математическая модель работы динамически настраиваемых гироскопов

Вектор угловой скорости, измеряемый динамически настраиваемым гироскопом (ДНГ), определяется выражением:

$$\omega_{\partial i}(t) = \omega_i + \partial\omega_i + \gamma_i(t), \quad (4)$$

где $i \in \{x, y, z\}$, ω_i – проекция угловой скорости КЛА на ось i , $\partial\omega_i$ – суммарный уход ДНГ, $\gamma_i(t)$ – шум.

2.5 Математическая модель работы маховика

Принцип использования двигателя-маховика в качестве устройства для создания управляющих момен-

тов основан на законе сохранения момента количества движения. Энергия для питания двигателя поступает из солнечных батарей, которые подзаряжают аккумуляторные батареи. Если маховик вращать с помощью двигателя в одном направлении, то КЛА будет вращаться в противоположном. В дальнейшем будем предполагать, что оси маховиков располагаются вдоль главных центральных осей КЛА (рис. 3)

Кроме того, считаем, что угловые скорости вращения маховиков во много раз превышают угловые скорости углового движения КЛА. Вращение маховиков не изменяет положения центра масс КЛА и его суммарного момента инерции.

С учетом принятых допущений рассмотрим уравнения движения КЛА с учетом внутренних моментов, создаваемых двигателями-маховиками. Для этого воспользуемся выражениями (3). Определим внутренние моменты. Обозначим через j_x, j_y, j_z моменты инерции маховиков по осям вращения, а через $\Omega_x, \Omega_y, \Omega_z$ – угловые скорости вращения маховиков:

$$M_{внх} = M_{x\max} = j_x \frac{d\Omega_x}{dt} + j_z \Omega_z \omega_y - j_y \Omega_y \omega_z;$$

$$M_{вны} = M_{y\max} = j_y \frac{d\Omega_y}{dt} + j_z \Omega_z \omega_x - j_x \Omega_x \omega_z;$$

$$M_{внз} = M_{z\max} = j_z \frac{d\Omega_z}{dt} + j_y \Omega_y \omega_x - j_x \Omega_x \omega_y. \quad (5)$$

Подставим эти значения в уравнения движения КЛА, причем будем считать произведения угловых скоростей КЛА малой величиной второго порядка. Тогда

$$J_x \dot{\omega}_x = M_x - j_x \frac{d\Omega_x}{dt} - j_z \Omega_z \omega_y + j_y \Omega_y \omega_z;$$

$$J_x \dot{\omega}_y = M_y - j_y \frac{d\Omega_y}{dt} - j_z \Omega_z \omega_x + j_x \Omega_x \omega_z;$$

$$J_z \dot{\omega}_z = M_z - j_z \frac{d\Omega_z}{dt} - j_y \Omega_y \omega_x + j_x \Omega_x \omega_y. \quad (6)$$

Как видно из уравнений, существуют прекрасные связи между каналами, которые тем больше, чем больше накопленный кинетический момент:

$$\bar{K}_{\max} = j_x \Omega_x \bar{i} + j_y \Omega_y \bar{j} + j_z \Omega_z \bar{k}. \quad (7)$$

Рассмотрим частный случай одноосной стабилизации, когда $\omega_y = \omega_z = 0, \Omega_y = \Omega_z = 0$. Тогда:

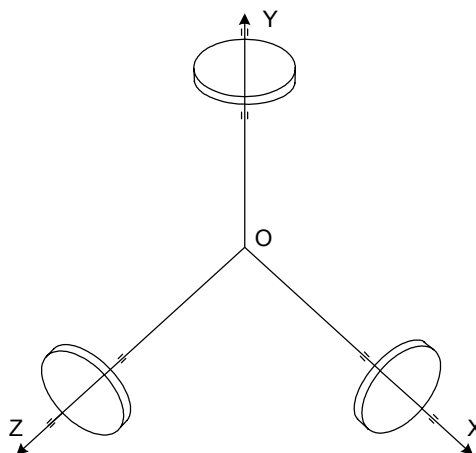


Рисунок 3 – Расположение осей маховиков

$$J_x \dot{\omega}_x = M_x - j_x \frac{d\Omega_x}{dt}. \quad (8)$$

Допустим, следует стабилизировать угол крена. Внешний возмущающий момент, действующий на КЛА, считаем постоянным. В этом случае угловое ускорение, которое необходимо придать маховику, равно:

$$\frac{d\Omega_x}{dt} = \frac{M_x}{j_x}. \quad (9)$$

Из этого выражения видно, что при наличии внешних возмущений, скорость вращения маховика надо увеличивать. Однако в реальных условиях это увеличение ограничено как скоростью реального электродвигателя, так и прочностью маховика. Таким образом, система с маховиком при достижении им максимальной скорости входит в режим насыщения, и ничто уже не будет препятствовать внешнему возмущающему моменту отклонять КЛА от заданного положения.

Насыщение – основной недостаток систем с двигателями-маховиками, который сказывается при возмущениях постоянного знака. При знакопеременном возмущении эта система эффективна.

Системы управления угловым движением с двигателями-маховиками строятся по принципу замкнутых систем автоматического регулирования. Изменение угловой скорости КЛА может быть достигнуто его торможением или разгоном в результате приложения к маховику постоянного или переменного во времени момента $M_c(t)$. В режиме сброса кинетического момента маховик тормозится до нулевой или номинальной скорости. Резервные исполнительные органы при этом должны создавать управляющий момент, превышающий сумму моментов внешних сил и момента, возникающего при торможении маховика.

Рассмотрим структурную схему построения одноканальной системы управления угловым движением с двигателями-маховиками (рис. 4), пренебрегая перекрестными гироскопическими связями. Такая постановка вполне оправдана при выполнении плоского поворотного маневра (вокруг одной оси), а также в некоторых частных случаях стабилизации.

На рисунке приняты следующие обозначения: J_m – момент инерции маховика, Ω_k – командная угловая скорость, Ω_c – угловая скорость смещения, Ω – угловая скорость маховика, $\Delta\Omega = \Omega_k - \Omega - \Omega_c$, U_y – сигнал управления ЭД, M_ω – момент на выходном валу ЭД, M_t – величина момента сухого трения, C_f – коэффициент вязкого трения, M_u – внешний момент, M_c – кинетический момент маховика, K_{ym} , K_m – коэффициенты усиления усилителя и электродвигателя.

При штатном функционировании системы маховики работают в режиме поддержания заданных программных скоростей за счет обратных связей по скорости их вращения с целью обеспечения заданной величины кинетического момента для компенсации повышенного возмущающего гравитационного момента.

Управляющий момент маховика $M_c(t)$ определяется выражением:

$$M_c(t) = K_m \cdot M_\omega(t) - M_t \text{sign} \omega - C_f \omega(t) + M_f, \quad (10)$$

где M_f , C_f – внутренний момент силы возмущения маховика и коэффициент демпфирования маховика соответственно, M_t – момент статической силы трения.

Момент маховика, действующий на космический летательный аппарат, определяется управляющий моментом маховика и моментом силы динамического неравновесия маховика:

$$M_y(t) = M_c(t) + \omega^2(t) \cdot J_m \cdot \cos(\omega t), \quad (11)$$

где $J_m = 0,04 \text{ Н} \cdot \text{мм}^2$ – момент инерции ротора маховика.

Момент на валу электродвигателя маховика определяется уравнением:

$$T_M \cdot \frac{dM_\omega}{dt} + M_\omega(t) =$$

$$= \begin{cases} K_{ym} \cdot \Delta\omega(t) \cdot \text{sign}(K_{ym} \cdot \Delta\omega(t)), & \text{если} \\ |K_{ym} \cdot \Delta\omega(t) \cdot \text{sign}(K_{ym} \cdot \Delta\omega(t))| \leq M_\omega^{\max}; \\ M_\omega^{\max} \cdot (K_{ym} \cdot \Delta\omega(t)), & \text{если} \\ |K_{ym} \cdot \Delta\omega(t) \cdot \text{sign}(K_{ym} \cdot \Delta\omega(t))| > M_\omega^{\max}, \end{cases} \quad (12)$$

где T_M – постоянная времени электродвигателя; M_ω^{\max} – максимальное значение управляющего момента маховика.

3 АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ КЛА

3.1 Алгоритм корректирующих устройств системы управления КЛА

Для обеспечения устойчивости движения КЛА в начале режима ориентации на интервале $t \in [0, t_p]$ вводится программное регулирование начальных условий. Для этого одновременно совершаются два программных движения. Диаграммы программных угловых ускорений, угловых скоростей и углов этих двух движений в канале крена приводятся на рис. 5.

Программные функции по угловой скорости и углу суммарного программного движения в канале крена формируются по следующим алгоритмам:

$$\dot{\omega}_{\text{пр}}^{(1)} = -\frac{\omega_{gx}(0)}{t_p},$$

$$\varphi_{\text{пр}}^{(1)}(t_p) = \frac{1}{2} \omega_{gx}(0) \cdot t_p,$$

$$\dot{\omega}_{\text{пр}}^{(2)} = -\frac{(\varphi_g(0) - \varphi_{\text{пр}}^{(1)}(t_p)) \cdot 4}{t_p^2},$$

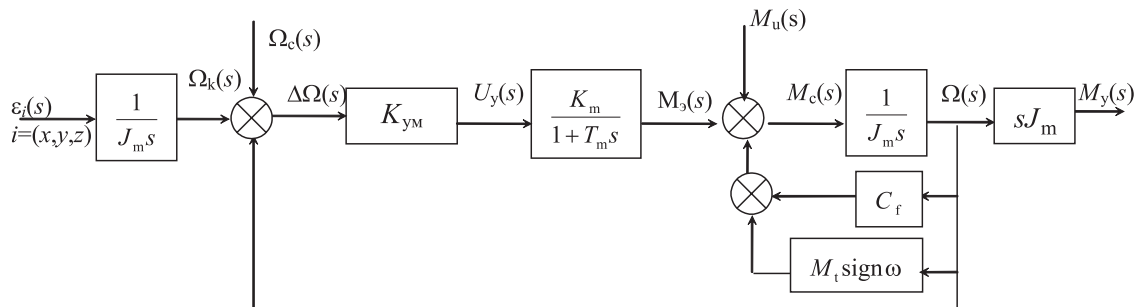


Рисунок 4 – Структурная схема маховика с обратной связью

$$\dot{\omega}_{\text{пр}x}^{(1)}(t) = -\dot{\omega}_{\text{пр}x}^{(1)} = \text{const},$$

$$\varepsilon_z(t) = k_{dz}\Delta\omega_z(t) + k_{pz}\int\Delta\omega_z(t)dt, \quad (15)$$

$$\dot{\omega}_{\text{пр}x}^{(2)}(t) = \begin{cases} \dot{\omega}_{\text{пр}}^{(2)}, & 0 < t \leq \frac{t_p}{2}; \\ -\dot{\omega}_{\text{пр}}^{(2)}, & \frac{t_p}{2} < t \leq t_p, \end{cases}$$

$$\dot{\omega}_{\text{пр}x}^{\Sigma}(t) = \dot{\omega}_{\text{пр}x}^{(1)}(t) + \dot{\omega}_{\text{пр}x}^{(2)}(t),$$

$$\omega_{\text{пр}x}(t) = \omega_{gx}(0) + \int_0^t \dot{\omega}_{\text{пр}x}^{\Sigma}(t)dt,$$

$$\varphi_{\text{пр}}(t) = \varphi_g(0) + \int_0^t \omega_{\text{пр}x}(t)dt, \quad (13)$$

где $\omega_{gx}(0)$ и $\varphi_g(0)$ – начальные условия.

Отметим, что в момент окончания программного регулирования при $t = t_p$ $\dot{\omega}_{\text{пр}x} = \omega_{\text{пр}x} = \varphi_{\text{пр}} = 0$. Алгоритмы вычисления программных функций в остальных каналах идентичны алгоритмам (13).

Стабилизация короткопериодического движения КЛА осуществляется на основе информации об угловой скорости в проекциях на оси БСК, получаемой с выходов динамически настраиваемых гироскопов. Рассогласования по угловой скорости в каждом канале имеют вид:

$$\begin{aligned} \Delta\omega_x(t) &= \tilde{\omega}_{kx}(t) - \tilde{\omega}_x(t); \\ \Delta\omega_z(t) &= \tilde{\omega}_{kz}(t) - \tilde{\omega}_z(t). \\ \Delta\omega_y(t) &= \tilde{\omega}_{ky}(t) - \tilde{\omega}_y(t). \end{aligned} \quad (14)$$

Сигналы управления в каналах определяются выражениями:

$$\varepsilon_x(t) = k_{dx}\Delta\omega_x(t) + k_{px}\int\Delta\omega_x(t)dt;$$

$$\varepsilon_y(t) = k_{dy}\Delta\omega_y(t) + k_{py}\int\Delta\omega_y(t)dt;$$

$$W_{Cy}(s) = \frac{\varphi(s)}{\Phi_3(s)} = \frac{K_{\text{ум}}K_{\text{м}}K_{\text{р}}}{J_{\text{м}}T_{\text{м}}s^4 + (C_{\text{ф}}T_{\text{м}} + J_{\text{м}})s^3 + (C_{\text{ф}} + K_{\text{ум}}K_{\text{м}})s^2 + K_{\text{д}}K_{\text{двс}}K_{\text{ум}}K_{\text{м}}s + K_{\text{р}}K_{\text{двс}}K_{\text{ум}}K_{\text{м}}}.$$

где k_{di}, k_{pi} ($i = x, y, z$) – коэффициенты закона управления ПД-типа.

Коэффициенты усиления k_{di}, k_{pi} определяются из условия обеспечения заданной собственной частоты замкнутой системы управления ($\omega = 0, 1 \text{ с}^{-1}$) и декремента затухания ($\xi = 0, 5$) по формулам:

$$k_{pi} = \omega^2 \cdot J_{ii}, \quad k_{di} = \frac{2\xi \cdot k_{pi}}{\omega}. \quad (16)$$

3.2 Алгоритм формирования управляющих сигналов на маховики

Управляющие сигналы на входы трех маховиков определяются алгоритмом:

$$\bar{\varepsilon}_{\text{м}} = C \cdot \bar{\varepsilon}, \quad (17)$$

где $\bar{\varepsilon} = (\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z)^T$ – вектор управляющих сигналов в проекциях на оси БСК, $\bar{\varepsilon}_{\text{м}} = (\varepsilon_{\text{м}x}, \varepsilon_{\text{м}y}, \varepsilon_{\text{м}z})^T$ – вектор управляющих сигналов на маховики,

$$C = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \frac{J_{yz}}{J_{zz}} \\ 0 & \frac{J_{yz}}{J_{yy}} & 1 \end{vmatrix}.$$

Матрица C вводится в алгоритм для исключения взаимовлияния каналов стабилизации (рыскания и тангажа) при большом значении центробежного момента инерции J_{yz} из-за существенной не симметрии КЛА.

3.3 Замкнутая система прецизионной ориентации КЛА

Рассмотрим функциональную схему одноканальной системы ориентации КЛА без учета перекрестных связей и системы магнитной разгрузки [8, 9].

Передаточная функция по управляющему воздействию имеет вид:

Передаточная функция по возмущающему воздействию имеет вид:

$$W_{Cy}(s) = \frac{\varphi(s)}{M_u(s)} = -\frac{J_{\text{м}}T_{\text{м}}s^3 + (C_{\text{ф}}T_{\text{м}} + J_{\text{м}})s^2 + (C_{\text{ф}} + K_{\text{ум}}K_{\text{м}})s + K_{\text{д}}K_{\text{двс}}K_{\text{ум}}K_{\text{м}}}{J_{\text{м}}T_{\text{м}}s^4 + (C_{\text{ф}}T_{\text{м}} + J_{\text{м}})s^3 + (C_{\text{ф}} + K_{\text{ум}}K_{\text{м}})s^2 + K_{\text{д}}K_{\text{двс}}K_{\text{ум}}K_{\text{м}}s + K_{\text{р}}K_{\text{двс}}K_{\text{ум}}K_{\text{м}}}.$$

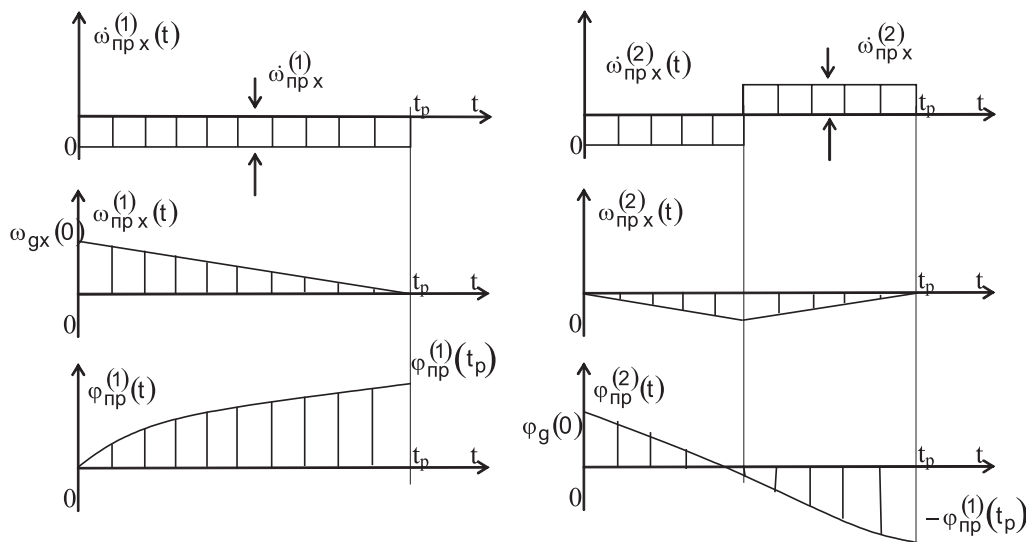


Рисунок 5 – Диаграммы программных функций

Выборочные переходные процессы ориентации приведены на рис. 7: угол крена φ (а) и угловая скорость КЛА ω_x (б) в режиме прецизионной ориентации. Ошибки регулирования в конце исследуемого участка полета КЛА в режиме прецизионной ориентации не превышают по углу $1,5$ угл. мин., по угловой скорости $0,2 \cdot 10^{-4}$ град \cdot с $^{-1}$.

4 ЗАМКНУТОЕ ДИАГНОСТИРОВАНИЕ ДВУХОСНЫХ ДИНАМИЧЕСКИ НАСТРАИВАЕМЫХ ГИРОСКОПОВ

4.1 Основные положения принципа замкнутого диагностирования

В настоящее время в мировой практике сформировалось три основных подхода к диагностированию функционального состояния систем управления (СУ) – сигнальный, параметрический и сигнально-параметрический. Сигнальный подход базируется на использовании наблюдателей и фильтров Калмана и довольно подробно изложен в работах Р. М. Frank [3]. Идентификационные процедуры параметрического подхода нашли отражение в работах R. Isermann [4]. Сигнально-параметрический подход активно развивается, и основные его аспекты развиты в работах А. С. Кулика [5–7]. Использование любого из упомянутых подходов приводит к созданию разомкнутой системы диагностирования, которая получает оценку функционального состояния \hat{D} диагностируемой системы управления без проверки ее правильности (рис. 8)

Здесь $u(k)$ – дискретная последовательность управляющих воздействий; $y(k)$ – измерения выходных параметров системы управления в k -й момент времени; D – вектор параметров функциональных видов отказов;

\hat{D} – оценка вектора параметров функциональных видов отказов; $k = 0, 1, 2, \dots, u$.

Отсутствие проверки результатов получаемого диагноза \hat{D} приводит к его низкой достоверности, повышенной чувствительности к помехам измерения управляющих и выходных сигналов системы управления, что вызывает необходимость поиска новых принципов управления.

Предлагаемый новый принцип замкнутого диагностирования заключается в осуществлении проверки полученной оценки функционального состояния системы управления после реализации процедур диагностирования. Функциональная схема системы, построенной с использованием принципа замкнутого диагностирования, представлена на рис. 9.

Подстраиваемая текущая модель предназначена для реализации эталонной реакции системы управления на управляющее воздействие $u(k)$ в соответствии с текущими представлениями системы диагностирования о функциональном состоянии СУ. В случае, если текущее представление о функциональном состоянии системы управления (вектор параметров видов отказов \hat{D}) не соответствует реальному (вектор D) из-за возникновения вида отказа в системе управления или ошибочного диагноза, то при условии обеспечения диагностируемости системы управления возникает рассогласование выходов системы управления и подстраиваемой текущей модели – $\Delta y(k)$, приводящее к инициализации процедур диагностирования, которые устраняют существующую ошибку диагноза. Следует особо отметить, что в такой системе процедуры диагностирования предназначены для устранения ошибки диагноза $\Delta D = D - \hat{D}$.

Подстраиваемая текущая модель системы управления для осуществления своих функций должна быть

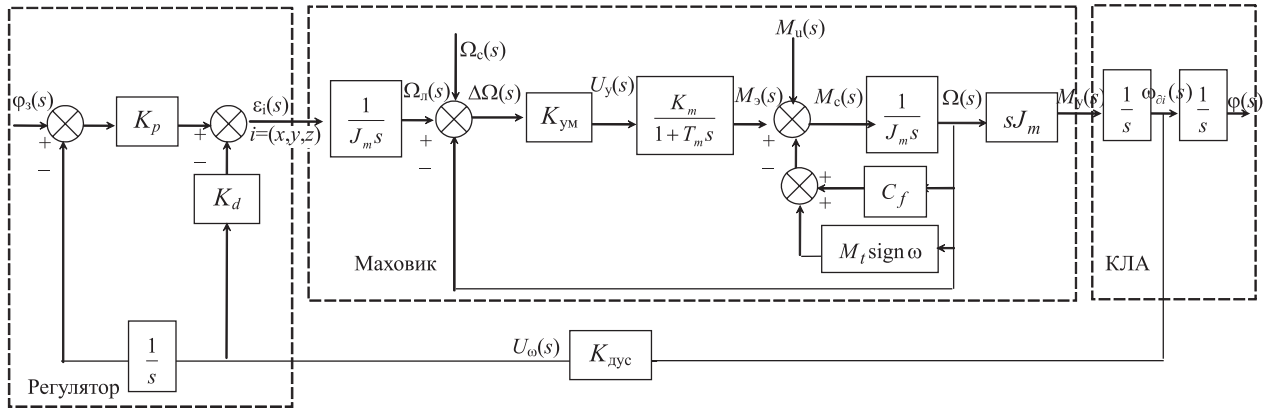


Рисунок 6 – Функциональная схема системы ориентации КЛА

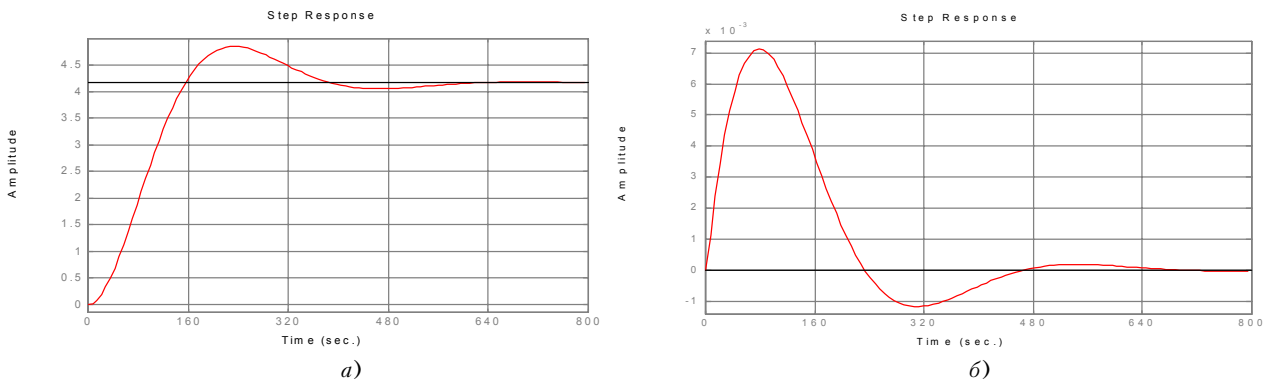


Рисунок 7 – Переходные процессы ориентации КЛА

способной отражать свойства диагностируемой СУ не только в номинальных, но и во всех возможных аварийных режимах работы. В связи с этим наиболее приспособленным для реализации принципа замкнутого диагностирования является сигнально-параметрический подход, использующий специальные диагностические модели, связывающие прямые неизмеряемые признаки СУ с косвенными измеряемыми.

4.2 Использование принципа замкнутого диагностирования для диагностирования блока гироскопических датчиков

Каждый из используемых датчиков описывается в номинальном и аварийных режимах математической моделью усилительного звена с нелинейностью типа «насыщение»:

$$U_{\omega i}(k) = \text{Sat}_{U_{\max}, U_{\min}}(K_{дусi} \omega_{\partial i}(k) + U_{\omega 0}) + \xi(k), \quad (18)$$

где $U_{\omega i}(k)$ – выходной сигнал датчика; $\text{Sat}(\dots)$ – нелинейная функция с ограничениями; U_{\max} , U_{\min} – верхний и нижний уровни ограничения выходного сиг-

нала; $K_{дусi}$ – коэффициент передачи датчика; $\omega_{\partial i}(k)$ – измеряемая угловая скорость; $U_{\omega 0}$ – дрейф нуля характеристики датчика; $\xi(k)$ – помеха измерения. Датчики угловой скорости характеризуются соответствующими векторами параметров видов отказов:

$$ДУС1: D1 = [K_{дус1}, U_{\omega 10}, U_{\max 1}, U_{\min 1}],$$

$$ДУС2: D2 = [K_{дус2}, U_{\omega 20}, U_{\max 2}, U_{\min 2}],$$

$$ДУС3: D3 = [K_{дус3}, U_{\omega 30}, U_{\max 3}, U_{\min 3}]. \quad (19)$$

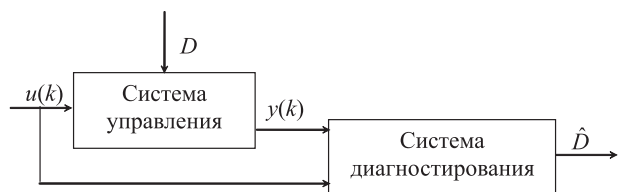


Рисунок 8 – Разомкнутая система диагностирования



Рисунок 9 – Замкнутая система диагностирования

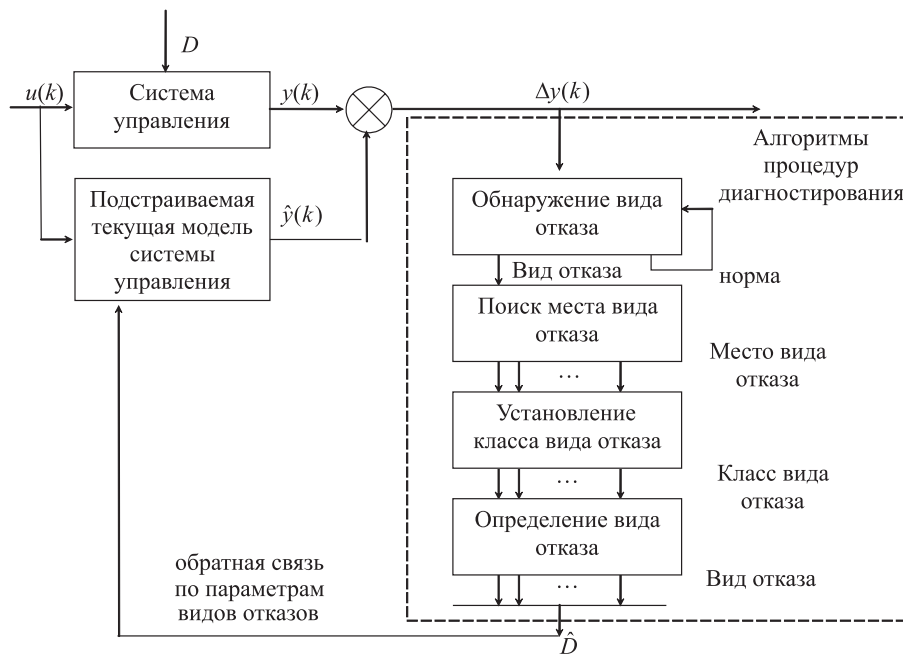


Рисунок 10 – Замкнутая система диагностирования, построенная с использованием сигнално-параметрического подхода

В соответствии с основными положениями сигнално-параметрического подхода в процессе диагностирования каждого датчика выделяют этапы обнаружения факта наличия вида отказа в СУ, поиска места его возникновения, установления класса и определения вида (рис. 10).

Для обнаружения факта наличия вида отказа в датчике используется признак, заданный предикатным уравнением:

$$Z1_i = S2(|U_{\omega_i}(k) - \hat{U}_{\omega_i}(k)| - \Delta U_{\max i}), \quad (20)$$

где $Z1_i$ – булев признак обнаружения вида отказа в датчике; $S2$ – двузначный предикат, принимающий значения «0» (ложь) при отрицательном аргументе и «1» (истина) при положительном аргументе; $U_{\omega_i}(k)$

– напряжение, снимаемое с выхода ДУС1(2, 3); $\hat{U}_{\omega_i}(k)$ – выходной сигнал текущей подстраиваемой модели датчика ДУС1(2,3); $\Delta U_{\max i}$ – пороговая величина.

Текущая подстраиваемая модель описывается уравнениями, аналогичными уравнению модели датчика (16):

$$\hat{U}_{\omega_i}(k) = \underset{U_{\max}, U_{\min}}{?Sar?} (\hat{K}_{\text{дус}i} \hat{\omega}_{\delta i}(k) + \hat{U}_{\omega 0}), \quad (21)$$

где все параметры соответствуют параметрам датчика, а $\hat{\omega}_{\delta i}(k)$ – оценочное значение входной величины.

Этап поиска места отказа для датчика совмещается с этапом установления класса и заключается в проверке признака наличия вида отказа, описываемого параметром $\hat{K}_{\text{дус}i}$:

$$Z2_i = S2(|\tilde{K}_{дусi} - \hat{K}_{дусi}| - \Delta K_{дусi}^{\max}), \quad (22)$$

где $Z2_i$ – булев признак места отказа; $\hat{K}_{дусi}$ – оценочная величина крутизны характеристика датчика; $\Delta K_{дусi}^{\max}$ – максимально допустимое отклонение крутизны от текущего эталонного значения. Оценка $\tilde{K}_{дусi}$ – определяется на основании измерений выхода датчика и оценки его входа в различные моменты времени:

$$\tilde{K}_{дусi} = \frac{U_{\omega i}(k+1) - U_{\omega i}(k)}{\hat{\omega}_{\partial i}(k+1) - \hat{\omega}_{\partial i}(k)}, \quad (23)$$

где оценка входной величины $\hat{\omega}_{\partial i}(k)$ определяется за счет использования избыточных измерений с помощью либо датчиков ориентации на звезды либо резервных ДУС либо с помощью ДУС маховика.

В случае невыполнения (ложности) признака $Z2_i$ алгоритм диагностирования определяет оценку величины дрейфа нуля характеристики в соответствии с выражением:

$$\tilde{U}_{\omega i0} = \hat{U}_{\omega i0} + (U_{\omega i}(k) - \hat{U}_{\omega i}(k)). \quad (24)$$

После определения оценки крутизны или дрейфа их значения присваиваются соответствующим параметрам текущей подстраиваемой модели и в последующие моменты времени осуществляется проверка правильности полученного диагноза.

Для обеспечения надежной работы алгоритма при нахождении датчика в зоне насыщения статической характеристики вводятся признаки, блокирующие работу алгоритма при приближении выходного сигнала к уровням насыщения и определения величины параметров текущей подстраиваемой модели – $\hat{U}_{\max i}$, $\hat{U}_{\min i}$.

ВЫВОДЫ

Разработанные алгоритмы системы управления движением КЛА обеспечивают прецизионную орбитальную

ориентацию и стабилизацию. Применение предложенного принципа замкнутого диагностирования позволяет существенно понизить затраты на решение задачи определения функционального состояния системы управления как на этапе разработки алгоритмов диагностирования, так и на этапе их функционирования, обеспечивая при этом необходимую глубину диагностирования.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Козлов Д. И. Конструирование автоматических космических аппаратов. – М.: Машиностроение, 1996. – 343 с.
2. Петров К. П. Аэродинамика транспортных космических систем. – М.: Эдиториал УРСС, 2000. – 212 с.
3. Patton R. J. Fault tolerant control: the 1997 situation // IFAC SAFEPROCESS'97. – Hull (U. K.) – 1997. – Pp. 1033–1055.
4. Isermann R., Raab U. Intelligent Actuators – Ways to Autonomous Actuating Systems // Automatica. – 1993. – Vol. 29. – № 5. – Pp. 1315–1331.
5. Кулик А. С. Оценка диагностируемости линейных динамических систем // Автоматика и телемеханика. – 1992. – № 1. – С. 184–187.
6. Кулик А. С. Сигнально-параметрическое диагностирование систем управления. – Х.: Гос. аэрокосм. ун-т «ХАИ»; Бизнес-Информ, 2000. – 260 с.
7. Кулик А. С., Гавриленко О. И. Обеспечение отказоустойчивости систем управления статически неустойчивых динамических объектов. – М.: Зарубежная радиоэлектроника., 2004. – С. 33–37.
8. Кулик А. С., Гавриленко О. И., Лученко О. А. Отказоустойчивая ориентация и стабилизация существенно несимметричного космического аппарата // Міжнар. наук.-техн. конф. «ІКТМ-2003». – Х.: ХАІ, 2003. – С. 107.
9. Гавриленко О. И., Лученко О. А. Система управления угловым движением микроспутника // Материалы VIII всеукраинской научно-практической конференции «Наука и образование 2005». – Том 60. Техника. – Днепропетровск: Наука і освіта, 2005. – С. 67–69.

Надійшла 22.04.05
Після доробки 29.10.05

Розглянуто розв'язання задачі прецизійної орієнтації космічного літального апарата в номінальному режимі і при виникненні видів відмовлень в гіроскопічному вимірюванні вектора кутової швидкості.

The decision of a space vehicle precision orientation task in a nominal mode and in fault mode in angular speed vector gyroscope sensor is considered.

УДК 658.011.56.012:004.94

П. М. Павленко, Н. О. Євдокимова

ФОРМАЛІЗАЦІЯ ПРОЦЕСУ ПОБУДОВИ ІНТЕГРОВАНІХ ІНФОРМАЦІЙНИХ МОДЕЛЕЙ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ

Представлено підхід до побудови інформаційних моделей технологічної підготовки виробництва на основі стандарту ISO 10303. Введені визначення необхідних формальних понять. Наведені практичні рекомендації по розробці автоматизованих систем

© Павленко П. М., Євдокимова Н. О., 2005

ВСТУП

Автоматизація процесів управління технологією підготовкою виробництва (ТПВ) потребує в першу

чергу виявлення функціональних закономірностей, характерних для даного виробництва та формалізації методів представлення необхідної інформації, які будуть максимально відповідати задачам ТПВ. Така формалізація потребує опису потоків інформації, що будуть циркулювати в автоматизованих системах (АС), та вимог з інформаційної інтеграції цих АС. Розглянемо процес формалізації побудови інформаційних моделей АС на основі міжнародного стандарту ISO 10303 STEP [1, 2].

ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ

Для побудови автоматизованих систем управління, необхідно виділити необхідну і достатню кількість інформації, яка забезпечить задану якість управління ТПВ. Описавши інформацію, яка циркулює в системі та визначивши критерій якості, можна переходити до розробки можливої структури АС. Головним питанням цього етапу є оцінка оптимальної централізації (децентралізації) управління. Під централізацією управління розуміють тенденцію використання єдиної PDM (Product Data Management) системи. У випадку децентралізованої системи обробка інформації здійснюється на місцях та передається в головну PDM-систему. Кожен із цих методів має свої переваги та недоліки. Крім того, враховуємо те, що в умовах сучасних комп'ютеризованих виробництв повинно бути автоматизовано управління розподіленими АС виробничих та інших структурних підрозділів.

Таким чином, однією з задач, які виникають у зв'язку з автоматизацією процесу управління ТПВ є опис та математична формалізація потоків інформації в ТПВ підприємств з різними рівнями деталізації залежно від задач, які буде вирішувати проектувана АС. Виходячи з наданих стандартом ISO 10303 можливостей, формалізуємо процес побудови інформаційних моделей та розглянемо варіанти побудови АС на основі цих моделей.

РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕННЯ

Інтеграція автоматизованих систем ТПВ дозволяє уніфікувати та скоротити інформаційне та програмне забезпечення АС конкретного підприємства і забезпечити значне скорочення міжетапних виробничих затрат часу та фінансів. Для формалізації інформаційних потоків та створення інформаційних моделей об'єктів ТПВ введемо деякі формальні поняття.

Визначення 1. Предметна область O являє собою неструктуровану множину об'єктів в сукупності із значеннями їх властивостей та заданих на цій множині відношень.

Формальний запис цього визначення має вигляд:

$$O \Rightarrow \{N, R, S_n\}, \quad (1)$$

де $N = \{n_1, n_2, \dots, n_m\}$ – множина об'єктів;
 $R = \{r_{n1}, r_{n2}, \dots, r_{nm}\}$ – множина векторів властивостей об'єктів;
 $S_i = S_n(N)$ – множина відношень між об'єктами множини N . Ці відношення можуть бути як бінарними, тобто встановлюватись між двома довільними об'єктами, так і більш складними (типу «один до багатьох», «багато до одного», «багато до багатьох» і т.і.).

Визначення 2. Інформаційна модель (ІМ) являє собою множину понять (сутностей) в сукупності із значеннями їх властивостей (атрибутів) та заданих на цій множині відношень.

Аналогічно попередньому, формальний запис цього визначення:

$$IM = \{P, A, S_p\}, \quad (2)$$

де $P = \{p_1, p_2, \dots, p_q\}$ – множина понять (сутностей);
 $A = \{a_{p1}, a_{p2}, \dots, a_{pq}\}$ – множина векторів властивостей (атрибутів) понять;
 $S_p = S_p(P)$ – множина відношень між поняттями, яка має такі ж властивості, що й множина відношень $S_p(N)$.

Інформаційна модель являється відображенням предметної області з реального світу у світ інформації. Таке відображення буде коректним (адекватним), якщо при розробці моделі виконуються такі умови:

- для будь-якого поняття $p \in P$ існує відповідний йому об'єкт предметної області $n \in N$. Протилежне ствердження несправедливе, так як потужність множини N свідомо більше потужності множини P ;
- будь-якому вектору атрибутів понять $a \in A$ відповідає вектор властивостей об'єкту $r \in R$, протилежне ствердження несправедливе;
- будь-якому відношенню $s_p \in S_p$ між поняттями, які входять до складу моделі ІМ, відповідає відношення $s_n \in S_n$ між об'єктами предметної області O , причому властивості цих відношень еквівалентні.

При автоматизації процесу управління ТПВ необхідно створити інформаційну модель предметної області, для чого:

- формують множину понять, які відображають об'єкти предметної області, необхідні для рішення поставленої задачі;
- формують множину атрибутів понять, які відображають властивості об'єктів предметної області, необхідної для рішення поставленої задачі;
- встановлюють відношення між поняттями, які відповідають відношенням між об'єктами предметної області.

Множини понять і властивих їм атрибутів утворюють базу даних окремої задачі, а множина відношень між поняттями – логічну основу процедур та алгоритмів обробки даних.

Особливість автоматизації управління ТПВ полягає в тому, що інформаційні моделі окремих задач створюються за різними правилами і на різних обчислювальних платформах та ніяк не враховують ту обставину, що множина об'єктів предметної області, яка відноситься до різноманітних операцій та відповідна їм множина понять можуть бути такими, що перетинаються (так як і множина атрибутів). Все це призводить до того, що одна і та ж інформація вимагає перекодування й багато в чому дублюється.

В теперішній час можна навести багато прикладів використання інформаційної інтеграції. Перш за все, як показав аналіз цих процесів, на деяких машинобудівних підприємствах до цього часу більшість чи значна частина етапів проектування та підготовки виробництва використовує тільки окремі моделі проблемної області. Цей варіант передбачає послідовне перетворення інформації від однієї автоматизованої системи до іншої.

Сьогодні основною концепцією інформаційної інтеграції є концепція, яка пропонує набір CALS-технологій інформаційної інтеграції виробничих процесів. Основою цієї технології є створення єдиного сховища даних. Це сховище має інтегровану інформаційну модель та всі дані, які створюються при рішенні окремих задач ТПВ. Такі задачі утворюють нову інформацію, що перетворюється в єдине поняття. Потім для кожної задачі існує два варіанти: працювати безпосередньо з цим поняттям чи зробити конвертор і перетворювати його в свої поняття.

Для ефективної інформаційної інтеграції об'єктів ТПВ необхідно розробляти інформаційні моделі окремих задач на єдиній, стандартизованій методичній та логічній основі, що забезпечується використанням міжнародних стандартів ISO. Розробка інформаційних моделей окремих задач і наступний перехід до інтегрованої моделі передбачає виконання певної послідовності етапів.

Ці етапи вимагають різноманітних часових та матеріальних ресурсів, які завжди обмежені, що, як правило, не дозволяє одночасно вирішувати задачу інформаційної інтеграції в повному об'ємі. В зв'язку з цим, постає задача розробки методики послідовного, поетапного проведення інформаційної інтеграції ТПВ. Така методика повинна забезпечувати повну інформаційну та програмно-апаратну сумісність рішень окремих задач й максимальну ефективність їх впровадження при умові обмежень на ресурси.

Схема побудови інтегрованої моделі ТПВ графічно представлена на рис. 1.

Інтегрована модель ТПВ повинна включати всі необхідні дані інформаційних моделей автоматизованих систем та інформацію про їх взаємозв'язки.

Таким чином, для формалізації основних етапів побудови інтегрованої моделі ТПВ потрібно виконати наступне:

1. Об'єднання інформаційних моделей об'єктів ТПВ в єдину інформаційну модель. У зв'язку з визначенням (2), відповідне перетворення можна формально описати наступним чином:

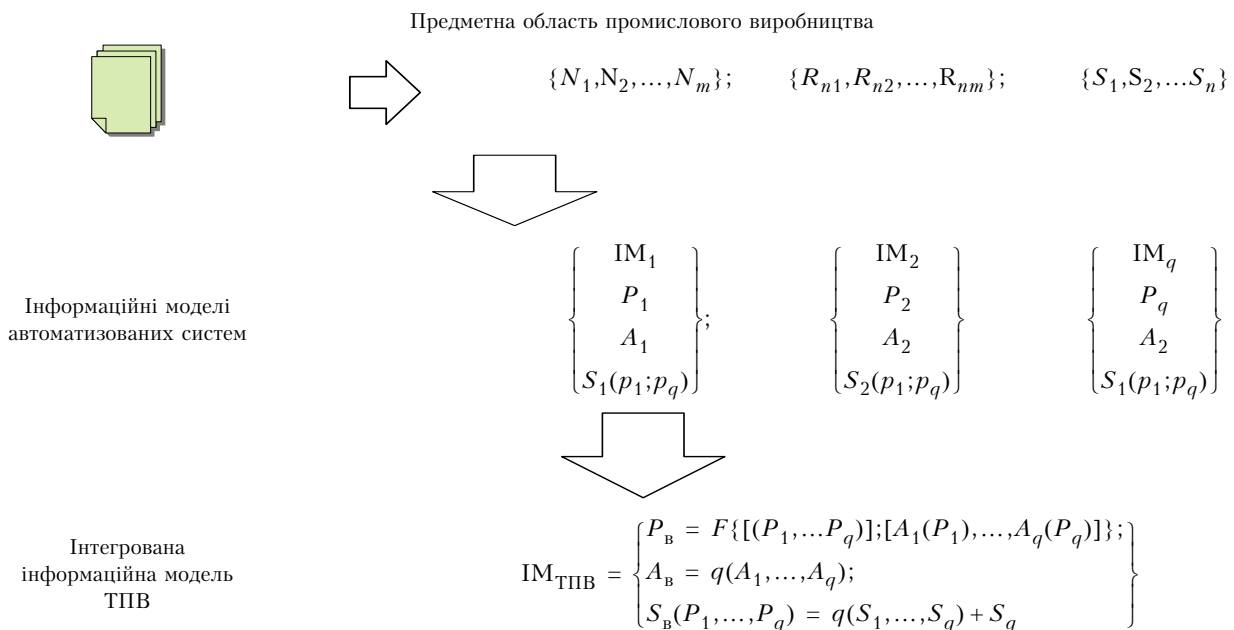


Рисунок 1 – Схема створення інтегрованої інформаційної моделі технологічної підготовки виробництва

$$P_{IM} = \bigcup_{i=1}^n P_i,$$

$$A_{IM} = \bigcup_{i=1}^n A_i,$$

$$S_{IM} = \bigcup_{i=1}^n S_i(P_i) \cup S\left(\bigcup_{i=1}^n P_i\right), \quad (3)$$

де P_{IM} – множина понять єдиної інформаційної моделі; P_i – множина понять i -тої окремої моделі ($i=1, 2, \dots, n$); A_{IM} – множина векторів атрибутів єдиної інформаційної моделі; A_i – множина векторів атрибутів окремої моделі; S_{IM} – множина відношень понять єдиної інформаційної моделі; $S(i)$ – множина відношень між множинами понять окремих моделей. Цей етап інтеграції полягає у створенні структури, яка об'єднує окремі моделі, об'єднує множини понять, атрибутів та відношень, а також визначає відношення між множинами понять окремих моделей.

2. Перетворення інформації із моделей окремих задач в поняття, атрибути та відношення інтегрованої моделі.

Основними методами представлення єдиної інформаційної моделі є:

- реляційна модель (об'єкти описуються кортежами атрибутів);
- об'єктно-орієнтована модель (об'єкти описуються поняттями, зв'язаними відношеннями наслідування), створена за допомогою UML-методології;
- семантична мережа уявлень (атомарна онтологічна модель).

Не дивлячись на те, що онтологічна модель має максимальну гнучкість та здатність до адаптації, з деяких причин, зв'язаних з використанням сучасних технологій програмування, перевага надається об'єктно-орієнтованим моделям даних, створеним за допомогою UML-методології.

Це обумовлено також тим, що основні ідеї об'єктно-орієнтованого підходу реалізуються в базовій серії стандартів CALS – ISO 10303 STEP [2,3]. Одна із таких ідей – використання типових блоків для побудови інформаційних моделей. Типові блоки (типові інформаційні об'єкти) включають властивості (атрибути), спільні для об'єктів, які використовуються в різноманітних окремих задачах:

$$A_{IM} = \bigcap A_i. \quad (4)$$

Для конкретизації використання цих ресурсів, в моделі окремої задачі введено поняття протоколу застосування, в склад якого входить інтерпретація моделей окремих задач, які відносяться до області дії протоколу.

Для інтеграції інформації між протоколами застосування, в стандарті STEP передбачений метод складових екземплярів, об'єднуючих структуру декількох протоколів застосування:

$$A_{IM} = \bigcup A_i \setminus \bigcup [A_i \cap (\bigcup A_i)];$$

$$P_{IM} = \bigcup P_i \setminus \bigcup [P_i \cap (\bigcup P_i)]. \quad (5)$$

Побудова інформаційних моделей, згідно рис. 1, можлива шляхом практичного застосування стандарту STEP, який призначений для побудови моделей. Так, ISO10303 STEP регламентує метод, формат та технологію електронного опису промислового виробу. Стандарт в собі містить:

- спеціальну мову опису даних EXPRESS;
- логічну модель бази даних промислових виробів;
- програмний інтерфейс доступу до бази даних;
- формат обмінного файлу для передачі даних між автоматизованими системами;
- методіку перевірки сумісності програмних систем та сертифікації відповідності вимогам стандарту.

Множину томів STEP можна розділити на теми, які забезпечують інструмент опису предметних областей та теми, які описують конкретні області. До основних відносяться теми, які вміщують прикладні протоколи, тобто опис предметних областей. Всі інші теми – це засоби для досягнення наступних цілей:

- створення прикладних протоколів (методи опису та ресурси);
- створення моделей та обміну даними про моделі (методи реалізації);
- перевірка відповідності прикладних систем стандарту (методи тестування та друкування текстів).

Основна вимога, пов'язана з використанням стандартів STEP, складається у формуванні інтегрованої інформаційної моделі в формі одного чи кількох стандартних прикладних протоколів. Але один прикладний протокол, регламентований стандартами ISO 10303, не дозволяє вирішити задачу інформаційної інтеграції для кількох етапів життєвого циклу промислового виробу. Рішенням є побудова (в термінах стандарту) системи управління інформацією про виробу (PDM-системи) підприємства чи корпорації, яка має інтерфейс до ряду стандартних прикладних протоколів.

Схематично процес побудови такої PDM-системи подано на рис. 2.

ВИСНОВКИ

Таким чином, проведений аналіз можливостей міжнародного стандарту ISO 10303 та формалізація на цій основі процесу побудови інтегрованих інформаційних

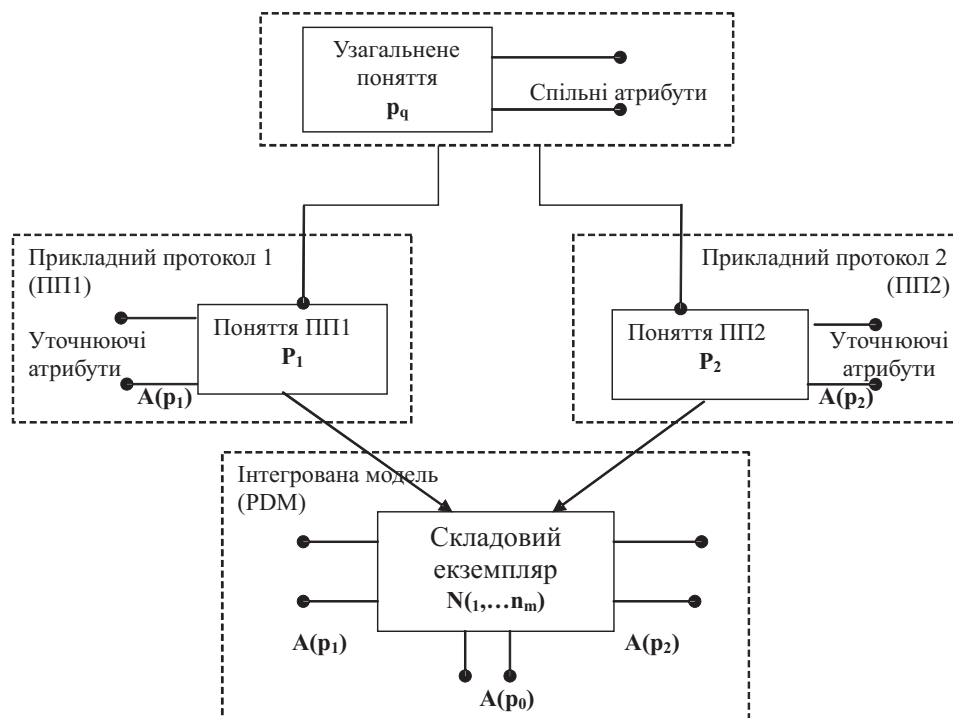


Рисунок 2 – Схема створення PDM-системи на основі стандарту STEP

моделей показав, що побудова управління технологічною підготовкою виробництва повинна базуватись на розробці (або використанні існуючих) PDM-систем. В якості базової PDM-системи може бути використана, наприклад, система SmarTeam (розробник корпорація IBM/Dassault Systemes), яка є універсальною до предметної області як ТПВ, так і іншого об'єкту автоматизації.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Дмитров В. И., Макаренков Ю. М. Аналитический обзор международных стандартов ISO 10303 STEP // САПР и графика. – 1997. – № 11. – С. 6–11.
2. Колчин А. Ф., Овсянников М. В., Стрекалов А. Ф., Сумароков С. В. Управление жизненным циклом продукции. – М. Анахарсис, 2002. – 304 с.

3. Danner William F. Developing Aps using the architecture and methods of STEP: Fundamentals of the STEP methodology // ISO TC184/SC4/WG10. – 1997. – January. – № 87. – P. 10–33.

Надійшла 14.03.05

Після доробки 25.10.05

Представлен подход к построению информационных моделей технологической подготовки производства на основе стандарта ISO 10303. Введено определение необходимых формальных понятий. Приведенные практические рекомендации по разработке автоматизированных систем.

The approach to construction of information models of technological preparation of manufacture is submitted on the basis of the standard ISO 10303. Is entered definition of necessary formal concepts. The given practical recommendations for development of the automated systems.

НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ

НЕЙРОИНФОРМАТИКА И ИНТЕЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS

УДК 519.7:007.52

Е. В. Бодянский, Е. А. Винокурова, Н. С. Ламонова, И. П. Плисс

АЛГОРИТМ ОБУЧЕНИЯ ВЭЙВЛЕТ-НЕЙРОНА НА ОСНОВЕ КОМБИНИРОВАННОГО КРИТЕРИЯ

В статье предложены методы прогнозирования и эмуляции на основе гибридных алгоритмов вычислительного интеллекта, а именно гибридных вэйвлет-нейронных сетей. Рассмотрена структура вэйвлет-нейрона и процедура настройки всех его параметров: синаптических весов и параметров растяжения (ширины) вэйвлет-активационной функции – градиентным алгоритмом со сглаживанием, а параметров смещения (центры) вэйвлет-активационной функции – алгоритмом обучения на точках поворота. Алгоритм обучения на точках поворота позволяет минимизировать эффект сдвига сигнала прогноза по отношению к фактическому сигналу.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы для прогнозирования и эмуляции нестационарных временных последовательностей применяют гибридные методы вычислительного интеллекта (Computational Intelligence). Одним из подклассов таких методов являются нейронные сети, использующие различные алгоритмы для обучения модели-предиктора [1–4]. Возможности стандартных нейронных сетей могут быть усилены за счет применения технологии обработки информации, основанной на теории

вэйвлетов. Теория вэйвлетов является бурно развивающейся областью современной теоретической и прикладной математики, связанной с обработкой сигналов различной природы. Вэйвлет-анализ применяют в тех случаях, когда результат анализа сигнала должен содержать не простое перечисление его характерных частот, но и сведения об определенных локальных координатах, на которых эти частоты проявляют себя [5–11].

На стыке этих двух теорий возникли гибридные системы – вэйвлет-нейросетевые архитектуры, которые сочетают в себе преимущества и теории вэйвлетов, и аппарата искусственных нейронных сетей [4, 12–22].

В большинстве работ вэйвлет-нейронную сеть синтезируют на основе многослойного персептрона с большим числом параметров, а ее обучение реализуют на основе алгоритма обратного распространения ошибок, что не позволяет эту структуру использовать в реальном времени для прогнозирования и эмуляции нестационарных сигналов [16–18].

В статье рассматривается структура вэйвлет-нейрона и предлагаются алгоритмы обучения всех его параметров. Синаптические веса и растяжения (ширины) вэйв-

лет-активационной функции настраиваются градиентным алгоритмом со сглаживанием, а смещения (центры) вэйвлет-активационной функции – алгоритмом обучения на точках поворота.

1 АРХИТЕКТУРА ВЭЙВЛЕТ-НЕЙРОНА

Для прогнозирования и эмуляции нестационарных временных последовательностей будем использовать структуру вэйвлет-нейрона [23], приведенную на рис. 1. Можно видеть, что вэйвлет-нейрон близок по структуре к стандартному n – входовому формальному нейрону, однако вместо обычных настраиваемых синаптических весов содержит вэйвлет-синапсы WS_i , $i = 1, 2, \dots, n$, обучаемыми параметрами которых являются не только веса w_{ji} , но и параметры растяжений и смещений дочерних вэйвлетов $\varphi_{ji}(x_i(k))$.

При подаче на вход вэйвлет-нейрона временной последовательности $x(k) = (x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k))$ (здесь $k = 0, 1, 2, \dots$ – текущее дискретное время) на его выходе появляется скалярное значение

$$y(k) = \sum_{i=1}^n f_i(x_i(k)) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{h_i} w_{ji}(k) \varphi_{ji}(x_i(k)), \quad (1)$$

определяемое как настраиваемыми синаптическими весами $w_{ji}(k)$, так и используемыми вэйвлет-активационными функциями $\varphi_{ji}(x_i(k))$.

Для использования в составе нейросетей в качестве материнских вэйвлетов (mother wavelets) весьма привлекательным представляется семейство вэйвлетов RASP на основе рациональных функций (RAtional functions with Second-order Poles – RASP), возникшее из теоремы о вычетах комплексных переменных [5].

На рис. 2 представлен типичный представитель материнских вэйвлетов RASP

$$\varphi_{ji}(x_i(k)) = \frac{s x_i(k) \cos(x_i(k))}{x_i^2(k) + 1}. \quad (2)$$

Вэйвлеты RASP являются вещественными, нечетными функциями с нулевым средним.

Дочерним вэйвлетом функции (2) является конструкция

$$\varphi_{ji}(x_i(k)) = \frac{s \tau_{ji}(k) (\tau_{ji}(k))}{\tau_{ji}^2(k) + 1}, \quad (3)$$

где

$$\tau_{ji}(k) = \frac{x_i(k) - c_{ji}(k)}{\sigma_{ji}(k)},$$

s нормализующий коэффициент равный 2,7435 $c_{ji}(k)$, $\sigma_{ji}(k)$ – параметры, определяющие положение центра (смещения) и ширину (растяжение). Записав

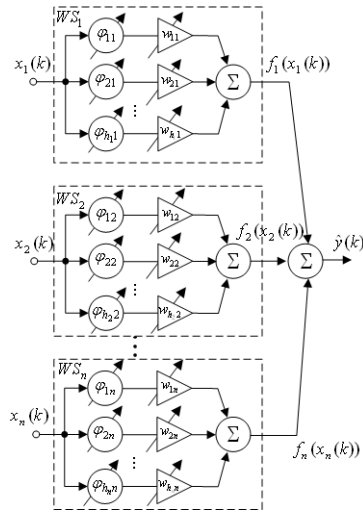


Рисунок 1 – Архитектура вэйвлет-нейрона

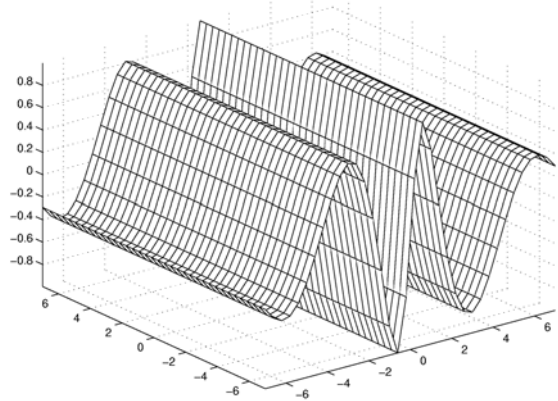


Рисунок 2 – Вэйвлет RASP

производные (3) по соответствующим параметрам смещения и растяжения

$$\frac{\partial}{\partial c_{ji}} \varphi_{ji}(x_i(k)) = \frac{s \sigma_{ji}^{-1}(k)}{(\tau_{ji}^2(k) + 1)^2} \times \frac{(\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k) - 1) + \tau_{ji}(k) \sin(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k) + 1))}{(\tau_{ji}^2(k) + 1)^2} \quad (4)$$

и

$$\frac{\partial}{\partial \sigma_{ji}^{-1}} \varphi_{ji}(x_i(k)) = \frac{-s(x_i(k) - c_{ji}(k))}{(\tau_{ji}^2(k) + 1)^2} \times \frac{(\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k) - 1) + \tau_{ji}(k) \sin(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k) + 1))}{(\tau_{ji}^2(k) + 1)^2} \quad (5)$$

можно видеть, что они также являются вэйвлетами.

2 АЛГОРИТМ ОБУЧЕНИЯ ВЭЙВЛЕТ-НЕЙРОНА

2.1 Градиентный алгоритм обучения синаптических весов и растяжений (ширин) вэйвлет-активационных функций

В качестве критерия обучения синаптических весов и растяжений (ширин) вэйвлет-нейрона будем использовать традиционную квадратичную функцию ошибки

$$E^{w,\sigma}(k) = \frac{1}{2}(d(k) - y(k))^2 = \frac{1}{2}e^2(k) = \frac{1}{2} \left(d(k) - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^{h_i} w_{ji} \varphi_{ji}(x_i(k)) \right)^2 \quad (6)$$

(здесь $d(k)$ – внешний обучающий сигнал), производные которого по настраиваемым параметрам имеют вид

$$\frac{\partial}{\partial w_{ji}} E^{w,\sigma}(k) = -e(k) \varphi_{ji}(x_i(k)) = -e(k) \frac{s\tau_{ji}(k) \cos(\tau_{ji}(k))}{\tau_{ji}^2(k) + 1}, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \sigma_{ji}^{-1}} E^{w,\sigma}(k) = & -e(k) w_{ji}(k) \frac{\partial}{\partial \sigma_{ji}^{-1}} \varphi_{ji}(x_i(k)) = e(k) w_{ji}(k) \times \\ & \frac{s(x_i(k) - c_{ji}(k))}{(\tau_{ji}^2(k) + 1)^2} \times \\ & \frac{(\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k) - 1) + \tau_{ji}(k) \sin(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k) + 1))}{(\tau_{ji}^2(k) + 1)^2}. \end{aligned} \quad (8)$$

Проведя ряд несложных преобразований, можно записать процедуру обучения вэйвлет-синапса на основе алгоритма Левенберга-Маркварта в виде

$$\begin{cases} w_i(k+1) = w_i(k) + (\varphi_i(x_i(k)) \varphi_i^T(x_i(k)) + \alpha^w I_i)^{-1} \times \\ \quad \times e(k) \varphi_i(x_i(k)), \\ \sigma_i^{-1}(k+1) = \sigma_i^{-1}(k) + (\varphi_i^\sigma(x_i(k)) \varphi_i^{\sigma T}(x_i(k)) + \alpha^\sigma I_i)^{-1} \times \\ \quad \times e(k) \varphi_i^\sigma(x_i(k)), \end{cases} \quad (9)$$

где $\alpha^w, \alpha^c, \alpha^\sigma$ – малые положительные регуляризующие добавки; $I_i - (h_i \times h_i)$ – единичная матрица и

$$\begin{aligned} \varphi_i^\sigma(x_i(k)) = & w_i(k) \frac{s(x_i(k) - c_i(k))}{(\tau_i^2(k) + E)^2} \odot \\ & \odot \frac{\cos(\tau_i(k)) \odot (\tau_i^2(k) - E) + \tau_i(k) \odot \sin(\tau_i(k)) \odot (\tau_i^2(k) + E)}{(\tau_i^2(k) + E)^2}. \end{aligned}$$

Воспользовавшись леммой об обращении суммы двух матриц, алгоритм (9) можно записать в следующей достаточно простой форме, не требующей операции обращения, что делает ее весьма удобной для работы в реальном времени:

$$\begin{cases} w_i(k+1) = w_i(k) + \frac{e(k) \varphi_i(x_i(k))}{\alpha^w + \|\varphi_i(x_i(k))\|^2} = \\ = w_i(k) + \frac{e(k) \varphi_i(x_i(k))}{\alpha_i^w(k)}, \\ \sigma_i^{-1}(k+1) = \sigma_i^{-1}(k) + \frac{e(k) \varphi_i^\sigma(x_i(k))}{\alpha^\sigma + \|\varphi_i^\sigma(x_i(k))\|^2} = \\ = \sigma_i^{-1}(k) + \frac{e(k) \varphi_i^\sigma(x_i(k))}{\alpha_i^\sigma(k)}, \end{cases} \quad (10)$$

где

$$\begin{cases} \alpha_i^w(k+1) = \alpha \alpha_i^w(k) + \|\varphi_i(x_i(k))\|^2, \\ \alpha_i^\sigma(k+1) = \alpha \alpha_i^\sigma(k) + \|\varphi_i^\sigma(x_i(k))\|^2, \\ 0 \leq \alpha \leq 1 \end{cases} \quad (11)$$

(здесь α – параметр забывания).

Как видно, использование модифицированных алгоритмов обучения второго порядка практически не усложняет численную реализацию процедур настройки параметров вэйвлет-синапсов, обеспечивая при этом повышение их скорости сходимости.

2.2 Алгоритм обучения на точках поворота параметров смещения вэйвлет-активационных функций

В большинстве случаев алгоритмы обучения искусственных нейронных сетей основаны на использовании той или иной функции ошибки обучения и в ситуациях, когда обрабатываемый сигнал или процесс является существенно нестационарным, применение таких критериев приводит к появлению эффекта сдвига, снижающего точность прогнозирования [19].

Для того, чтобы решить эту проблему, необходимо ввести критерий обучения, который смог бы учитывать эффект сдвига сигнала прогноза.

На рис. 3 представлен фрагмент сигнала $y(k)$ с эффектом сдвига прогноза $\hat{y}(k)$.

Из рисунка видно, что для того, чтобы уменьшить эффект сдвига, необходимо минимизировать расстояние g либо по точкам перегиба сигнала, либо по точкам пересечения с осью k с учетом того, что точки перегиба $y(k)$ и $\hat{y}(k)$ являются осями пересечения $\Delta y(k)$ и $\Delta \hat{y}(k)$ соответственно (здесь Δ – символ первой разности).

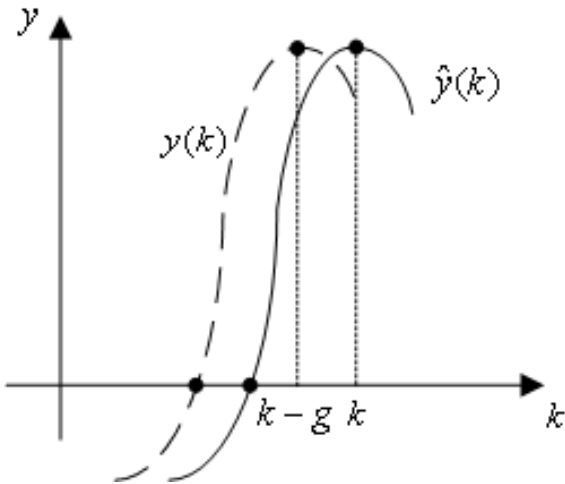


Рисунок 3 – Фрагмент сигнала с эффектом сдвига прогноза

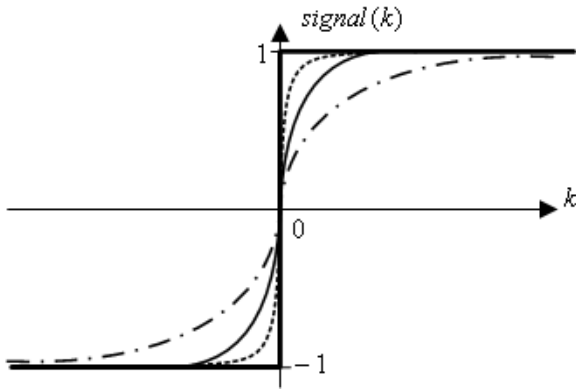


Рисунок 4 – Сигнум-функция (сплошная, жирная линия) и функция гиперболического тангенса ($\gamma > 1$ – пунктирная линия, $\gamma = 1$ – сплошная линия, $\gamma < 1$ – штрихпунктирная линия)

В теории прогнозирования экономических рядов, в немецкоязычной литературе принят такой критерий качества прогнозирования как Wegstreke [24, 25], представляющий собой оценку качества прогнозирующей модели, при этом значение +1 соответствует оптимальной прогнозирующей модели, а значение -1 – неверному прогнозу. Данный критерий имеет вид

$$\text{Wegstreke} = \frac{\sum_{k=1}^N \text{signal}(k)(d(k) - d(k-1))}{\sum_{k=1}^N |d(k) - d(k-1)|}, \quad (12)$$

где $\text{signal}(k)$ – сигнум-функция вида

$$\text{signal}(k) = \begin{cases} 1, & \text{если } y(k) - d(k-1) > 0, \\ -1, & \text{если } y(k) - d(k-1) < 0, \\ 0, & \text{в других случаях,} \end{cases}$$

$d(k)$ – фактическое значение прогнозируемого процесса; $y(k)$ – прогноз; N – длина обучающей выборки.

В связи с тем, что сигнум-функция не дифференцируема, ее можно заменить функцией гиперболического тангенса (см. рис. 4) с большим параметром крутизны

$$\begin{aligned} \text{signal}(k) &\approx \tanh \gamma (y(k) - d(k-1)) = \\ &= \frac{1 - \exp(-2\gamma(y(k) - d(k-1)))}{1 + \exp(-2\gamma(y(k) - d(k-1)))}, \end{aligned}$$

где γ – параметр крутизны, $\gamma \gg 1$.

Исходя из этого предположения, можно ввести критерий обучения, который будет учитывать эффект сдвига прогноза, вида

$$E^c(k) = \frac{(\tanh(\gamma(y(k) - d(k-1))))(d(k) - d(k-1))}{|d(k) - d(k-1)|}, \quad (13)$$

при этом производная по настраиваемому параметру $c_{ji}(k)$ имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial c_{ji}(k)} E^c(k) &= \gamma \text{sign}(d(k) - d(k-1)) \times \\ &\times (1 - \tanh^2(\gamma(y(k) - d(k-1)))) w_{ji}(k) \frac{\partial}{\partial c_{ji}(k)} \phi_{ji}(x_i(k)), \end{aligned} \quad (14)$$

С учетом (4) алгоритм обучения на точках поворота смещений вэйвлет-активационных функций на основе градиентного алгоритма имеет вид

$$\begin{aligned} c_{ji}(k+1) &= c_{ji}(k) - \eta_c \gamma \text{sign}(d(k) - d(k-1)) \times \\ &\times (1 - \tanh^2(\gamma(y(k) - d(k-1)))) \phi_{ji}^c(x_i(k)), \end{aligned} \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} \phi_{ji}^c(x_i(k)) &= w_{ji}(k) \frac{s\sigma_{ji}^{-1}(k)}{(\tau_{ji}^2(k) + 1)^2} \times \\ &\times \frac{(\cos \tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k) - 1) + \tau_{ji}(k) \sin(\tau_{ji}(k))\tau_{ji}^2(k) + 1}{(\tau_{ji}^2(k) + 1)^2}, \end{aligned}$$

$w_{ji}(k)$ – синаптические веса вэйвлет-нейрона;

$\phi_{ji}(x_i(k))$ – вэйвлет-активационная функция; η_c – скалярный параметр скорости обучения, $\eta_c > 0$.

Данный алгоритм обучения обладает достаточным быстродействием и вычислительной простотой, а основным его преимуществом является возможность ми-

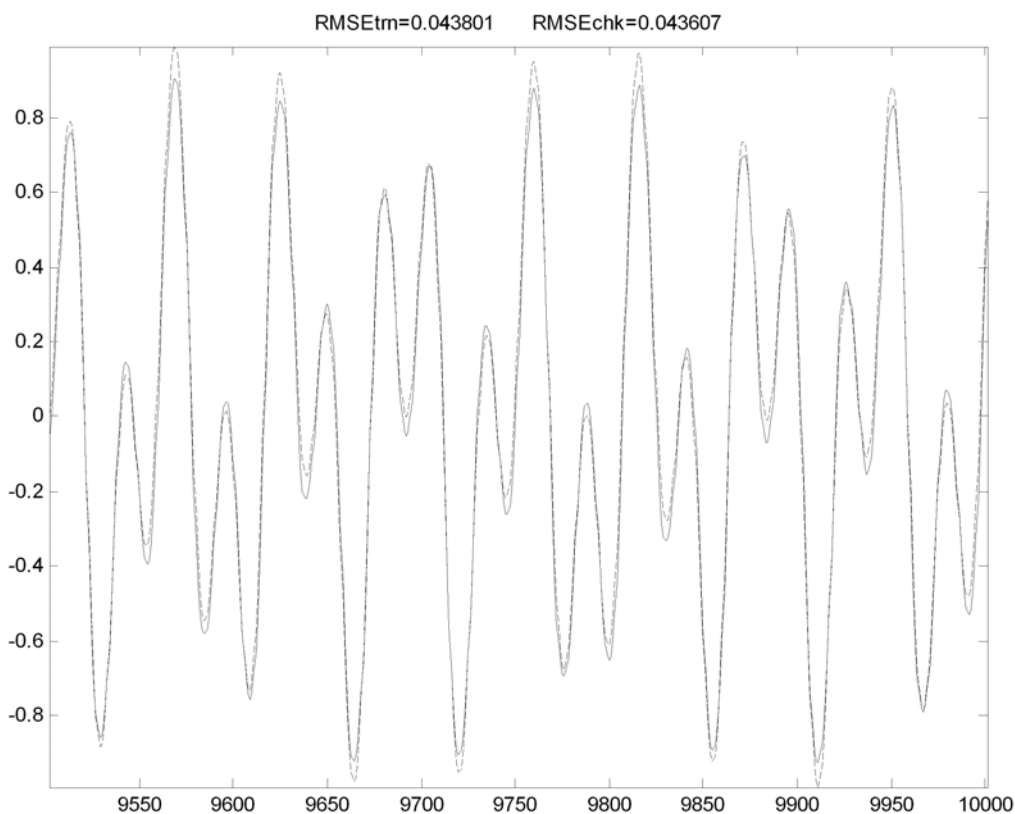


Рисунок 5 – Прогнозирование временного ряда с помощью одного вэйвлет-нейрона

нимизации сдвига между фактическим сигналом и получаемым его прогнозом, что весьма важно при решении многих практических задач.

3 ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Эффективность работы вэйвлет-нейрона и предложенного алгоритма обучения (10), (11) и (15) исследовалась в процессе решения задачи прогнозирования и эмуляции сигнала вида

$$x(k) = \sin(k) + \sin(2,3k).$$

Обучающая выборка содержит 10000 значений, а проверочная – 500 значений. Вэйвлет-нейрон имеет 5 синапсов, соответствующих 5 входам ($x(k-4)$, $x(k-3)$, $x(k-2)$, $x(k-1)$, $x(k)$, $n = 5$), и 10 вэйвлетов в каждом синапсе ($h_i = 10$, $i = 1 \dots 5$). Начальные значения синаптических весов генерировались случайным образом от $-0,1$ до $+0,1$.

В качестве оценки качества прогноза использовались несколько критериев:

– среднеквадратичная ошибка (RMSE)

$$RMSE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (d(k) - y(k))^2,$$

– Trefferquote [24, 25] представляет собой процентное отношение правильно спрогнозированных направлений по отношению к фактическому направлению сигнала

$$\begin{aligned} \text{Trefferquote} = \\ = \frac{N - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N |\text{sign}(y(k) - d(k-1)) - \text{sign}(d(k) - d(k-1))|}{N} \times 100\%, \end{aligned}$$

– Wegstrecke, описываемый выражением (12).

На рис. 5 представлены результаты прогнозирования данных из тестового множества после 15 эпох обучения с параметрами $\alpha = 0,99$, $\eta_c = 0,99$. При этом обучение синаптических весов, смещений и растяже-

Таблиця 1 – Результати прогнозування часового ряду

Алгоритм навчання вейвлет-нейрона	Кількість параметрів	RMSE	Wegstrecke	Trefferquote
Алгоритми навчання параметрів вейвлет-синапса (10), (11), (15)	450	0.043	0.953	92.6 %
Градієнтний алгоритм навчання параметрів вейвлет-синапса	450	0.080	0.745	82.2 %

ний вейвлет-активаційних функцій проводилось наступним чином: синаптичні ваги налаштовувались в $(2b - 1)$ епохах, зміщення вейвлет-активаційних функцій налаштовувались в $(4b - 2)$ епохах, розтягнення вейвлет-активаційних функцій налаштовувались в $(4b)$ епохах, де $b = 1 \dots E_p$ (E_p – кількість епох навчання).

Результати прогнозування на основі алгоритму навчання на точках поворотів порівнювалися з результатами прогнозування вейвлет-нейрона, навченого стандартним градієнтним алгоритмом навчання. Результати наведені в таблиці 1.

Таким чином при однаковій кількості налаштовуваних параметрів, вейвлет-нейрон з запропонованим алгоритмом навчання на точках повороту має більш високу якість прогнозу і швидкість навчання. **ВИВОДИ**

Запропонований новий алгоритм навчання вейвлет-нейрона, який дозволяє налаштовувати всі його параметри і який має як слідючі, так і фільтруючі властивості, а також який дозволяє частково справитися з ефектом зсуву сигналу прогнозу. Метод навчання простий в реалізації і забезпечує високу якість обробки сигналів, що підтверджено результатами експериментів. Можливість роботи в реальному часі розширює функціональні властивості вейвлет-нейронних мереж.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Shepherd, A. J. Second-Order Methods for Neural Networks. – London: Springer-Verlag, 1997. – 145 p.
2. Goodwin G. C., Ramadge P. J., Caines P. E. A globally convergent adaptive predictor // Automatica. – 1981. – № 17. – P. 135–140.
3. Bodyanskiy Ye., Vorobyov S., Stephan A. Detection of NARMA sequence order using recurrent artificial neural networks // Proc. European Control Conference ECC'99. – Karlsruhe, Germany, 1999. – P. 495–500.
4. Дзядык В. К. Введение в теорию равномерного приближения функций полиномами. – М.: Наука, 1977. – 511 с.
5. Imhoff S. A., Roehm D. Y., Rosiek M. R. New classes of frame wavelets for applications. / In «Wavelet Applications II.» Ed. by H. H. Szu. – Proc. SPIE – The International Society for Optical Engineering. – 1995. – Vol. 2491. – P. 923–934.

6. Rioul O., Vetterli M. Wavelets and signal processing // IEEE Signal Processing Mag. – 1991. – № 8. – P. 14–38.
7. Resnikoff H. L. Wavelets and adaptive signal processing / Adaptive Signal Processing. Ed. by S. Haykin. – Proc. SPIE-Int. Soc. Optical Engineering. – 1991. – Vol. 155. – P. 370–382.
8. Zhang B. L., Coggins R., Jabri M. A., Dersch D., Flower B. Multiresolution forecasting for futures trading using wavelet decomposition // IEEE Trans. on Neural Networks. – 2001. – № 12. – P. 765–774.
9. Daubechies I. The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis // IEEE Trans. on Information Theory. – 1990. – № 36. – P. 961–1005.
10. Mallat S. G. A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation // IEEE Trans. on Pattern Anal. Machine Intell. – 1989. – № 11. – P. 674–693.
11. Marar J. F., Filho E. C., Vasconcelos G. C. Function approximation by polynomial wavelet generated from powers of sigmoids / Wavelet Applications III. Ed. by H. H. Szu. – Proc. SPIE – The International Society for Optical Engineering. – 1996. – Vol. 2762. – P. 365–374.
12. Jiao L., Pan J., Fang Ya. Multiwavelet neural network and its approximation properties // IEEE Trans. on Neural Networks. – 2001. – № 12. – P. 1060–1066.
13. Szu H. H., Telfer B. A., Kadambe S. Neural network adaptive wavelets for signal representation and classification // Optical Engineering. – 1992. – № 31. – P. 1907–1916.
14. Zhang Q., Benveniste A. Wavelet networks // IEEE Trans. on Neural Networks. – 1992. – № 3. – P. 889–898.
15. Chang P. – R., Yeh B. – F. Nonlinear communication channel equalization using wavelet neural networks // IEEE Tran. on Neural Networks. – 1995. – № 6. – P. 923–934.
16. Aussem A., Campbell J., Murtagh F. Wavelet-based feature extraction and decomposition strategies for financial forecasting // J. Comput. Intell. Finance. – 1998. – march. – P. 5–12.
17. Aussem A., Murtagh F. Combining neural networks forecasts on wavelet transformed time series // Connection Science. – 1997. – № 9. – P. 113–121.
18. Kobayashi K., Torioka T. A wavelet neural network for function approximation and network optimization / Intelligent Engineering Systems Through Artificial Neural Networks. Ed. by C. H. Dagli, B. R. Fernandez, J. Ghosh, R. T. S. Kumara. – 1994. – Vol. 4. – P. 505–510.
19. Lekutai G., van Ledingham H. F. Self-tuning control of nonlinear systems using neural network adaptive frame wavelets // Proc. IEEE Int. Conf. on Systems, Man and Cybernetics. – Piscataway, N. J. – 1997. – Vol. 2. – P. 1017–1022.
20. Бодянский Е. В., Винокурова Е. А. Обучение искусственных всплеск-нейронных сетей при обработке нестационарных стохастических сигналов // Радиоэлектроника и информатика, 2003. – № 1 (22). – С. 85–89.
21. Бодянский Е. В., Винокурова Е. А., Плисс И. П. Адаптивный алгоритм обучения полиномиального вейвлет-нейрона // Автоматика 2003: Материалы 10-й международной конференции по автоматическому управлению, г. Севастополь, 15–19 сентября 2003 г.: в 3-х т., – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2003. – Т. 3. – С. 32–34.

22. Винокурова Е. А., Ламонова Н. С. Обучение вейвлет-нейронной сети на скользящем окне // Междунар. научно-практическая конф. «Интеллектуальные системы принятия решений и информационные технологии»: Сб. научн. трудов. - Черновцы: ЧФЮИ, 2004. - С. 58–59.
23. Бодянский Е. В., Винокурова Е. А. Адаптивный вейвлет-нейронный предиктор // Проблемы бионики. - 2003. - Вып. 58. - С. 10–17.
24. Baumann M. Nutzung neuronaler Netze zur Prognose von Aktienkursen. – Report Nr. 2/96, TU Ilmenau, 1996. – 113 p.
25. Fueser K. Neuronale Netze in der Finanzwirtschaft. – Wiesbaden: Gabler, 1995. – 437 p.

Надійшла 21.10.05

В статті запропоновано методи прогнозування та емуляції на основі гібридних алгоритмів обчислювального інтелекту, а саме гібридних вейвлет-нейронних мережах. Розглянуто структуру вейвлет-нейрону і процедуру настроювання усіх його параметрів: синаптичних ваг та па-

раметрів розтягання (ширини) вейвлет-активаційної функції – градієнтним алгоритмом зі згладжуванням, а параметрів зсуву (центру) вейвлет-активаційної функції – алгоритмом навчання на точках повороту. Алгоритм навчання на точках повороту дозволяє мінімізувати ефект зсуву сигналу прогнозу відносно фактичного сигналу.

In the paper, the prediction and emulation methods based on hybrid algorithms of computational intelligence are proposed. The structure wavelet neuron and the learning procedure of all its parameters: the synaptic weight and the dilation factors of wavelet activation function using gradient algorithm with smoothing, and translation factors of wavelet activation function using learning algorithm on the turning-points are considered. The turning-points learning algorithm allows minimize an effect of prognosis signal shifts with respect to the real signal.

УДК 681.5

С. А. Качур

МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИ НЕЙРОКОМПЬЮТЕРА НА ОСНОВЕ СЕТЕЙ ПЕТРИ КАК АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Предложена методика построения нейрокомпьютера на основе понятий и методов следующих областей знаний: 1) физиологии человека; 2) теории автоматического управления; 3) искусственного интеллекта; 4) теории сетей Петри; 5) теории системного анализа.

ВВЕДЕНИЕ

Под нейрокомпьютером (НК) будем понимать «искусственный мозг», который строится и функционирует по аналогии с мозгом человека [1]. Хотя еще не созданы такого типа нейрокомпьютеры, попытки их разработки являются актуальными. Аналогия нейрокомпьютера с человеческим мозгом условна, т. к. процесс мышления является духовной деятельностью и в целом присущ только человеческому мозгу [2]. Несмотря на это, представления о принципах организации человеческого сознания дают ключ к построению нейрокомпьютера, способного выполнять обработку информации и принимать решение при определенных ограничениях. Такие организационные принципы были выдвинуты американским физиологом В. Маункасом [2]. В настоящее время ученые пытаются найти способы проверки этой концепции.

© Качур С. А., 2005

1 ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ СОЗДАНИЯ СОВРЕМЕННОГО НК

Проблема состоит в построении таких моделей и (или) проведении таких экспериментов, при которых сознание рассматривается целостно, а не расчленяется на отдельные структурные или функциональные составляющие.

Для решения данной проблемы предлагается:

- 1) выделить блоки нейронных сетей по глобальному характеру функционирования в рамках НК;
- 2) определить модель иерархии управления (алгоритмов управления) как основу для реализации интеллектуального управления;
- 3) описать все блоки НК и их взаимосвязи на базе СП.

2 ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ МЕТОДОЛОГИИ ПОСТРОЕНИЯ НК

С точки зрения теории автоматического управления в некотором приближении организацию сознания можно представить в следующем виде. С одной стороны, человеческий мозг является оптимальной адаптивной

системой автоматического управления (АОСАУ). В качестве объекта управления выступает сеть нейронных модулей переменной структуры со случайными параметрами (объемами нейронных модулей) при случайных внешних воздействиях, т. е. стохастическая система, элементами (стохастическими подсистемами) которой являются нейронные модули. С другой стороны, человеческий мозг является устройством управления человеческим организмом в целом, который также можно рассматривать как АОСАУ.

С точки зрения теории искусственного интеллекта нейронные сети, элементами которых являются нейронные модули (модулярные колонки), занимают промежуточное положение между А-сетями (ансамблевыми нейронными сетями) и М-сетями (активными семантическими сетями).

С точки зрения теории сетей Петри (СП), нейронная сеть описывается стохастической СП со сдерживающими событийными гипердугами [3]. Переходы СП составными.

С точки зрения системного анализа описание организации сознания должно иметь иерархическую структуру, т. е. нижний уровень соответствует модулярной колонке, промежуточный уровень – зонам коры головного мозга и различным его отделам, верхний уровень – мозгу человека в целом.

Таким образом, методология построения модели НК основывается на понятиях и методах пяти областей знаний: 1) физиология человека; 2) теория автоматических систем; 3) искусственный интеллект; 4) теория СП; 5) теория системного анализа.

Наибольшее значение при создании модели отводится методам теории автоматического управления и теории сетей Петри. При этом учитывается конкретная область применения НК.

3 МЕТОДОЛОГИЯ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛИ НК НА БАЗЕ СП

Рассмотрим НК как АОСАУ, объектом управления которой является нейронная сеть, описанная СП. Обучение сводится к заданию входного воздействия и формированию на основе анализа реакции системы управляющего воздействия, которое формируется в виде вектора сигналов «поощрения» («наказания») при соответствии (несоответствии) полученной реакции системы требуемой. Блок формирования управляющего воздействия для нейрокомпьютера воздействия назовем медиаторной памятью. Для организации самообучения используется декларативная память, хранящая систему требований, ограничений и множество запрещенных ситуаций, которые могут изменяться (расширяться) в процессе функционирования системы.

Основная проблема при разработке модели заключается в выборе структуры описания объекта. Алгорит-

мы функционирования модели являются вторичными и зависят от формы представления информации об объекте. Главным признаком сложной системы выступает иерархичность. Для разрабатываемой модели иерархичность соблюдается в описании уровней абстракций модели, описываемых СП. С повышением сложности модели возрастает моделирующая способность сети при снижении ее разрешающей способности. Однако, не смотря на то, что в основу модели положено расширение СП [3], в малом интервале времени τ на конкретном уровне функционирования все активные переходы СП работают параллельно и независимо друг от друга (независимость в малом при наличии зависимости в большом). Главная задача при создании модели состоит в определении уровней абстракций и связей между ними.

Предлагается ввести пять уровней абстракции модели НК: 0) НК как АОСАУ, объектом управления которого является нейронная сеть; 1) взаимосвязи режимов работы НК; 2) режим работы НК; 3) блок нейронной сети; 4) модуль нейронов как неделимый элемент системы.

Каждый уровень представляет собой СП, включающую составные переходы. СП четвертого уровня описывает в некотором приближении функционирование модулярной колонки и сопоставляются переходам СП третьего уровня. Каждый блок НК на небольшом интервале времени можно рассматривать как объект отдельной адаптивной оптимальной системы, управляющим устройством (УУ) которой при обучении является медиаторная память, а при самообучении также и декларативная. Медиаторная и декларативная память представляют собой УУ как для каждого блока системы, так и для системы в целом.

Возможная схема функционирования НК как АОСАУ приведена на рисунке 1. На схеме приняты следующие обозначения: БЗК – блок зрительной коры; БАП – блок архивной памяти; БПТР – блок принятия текущего решения; БК – блок координации; БМДП – блок медиаторной и декларативной памяти. Объект управления (ОУ) включает БЗК, БАП, БПТР, БК. В качестве УУ выступает БМДП. Внешнее случайное воздействие задано вектором параметров, поступающим от измерительных систем.

В зависимости от специфики функционирования каждому блоку сопоставляется некоторое подмножество алгоритмов. Множество всех алгоритмов НК можно сравнить с системой команд микропроцессора. Причем, алгоритмы могут быть трех типов и образовывать следующую иерархию (в соответствии с иерархией модели): 1) алгоритмы работы с декларативной памятью; 2) алгоритмы обработки результатов выполнения третьего типа алгоритмов; 3) адаптивные алгоритмы оптимизации параметров и структуры; 4) алгоритмы функционирования нейронного модуля, в основе опи-

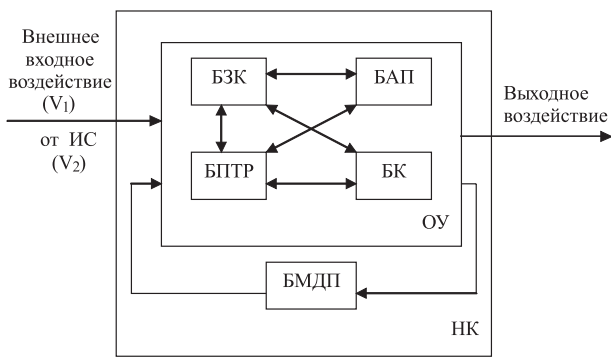


Рисунок 1 – Функциональная схема НК как АОСАУ

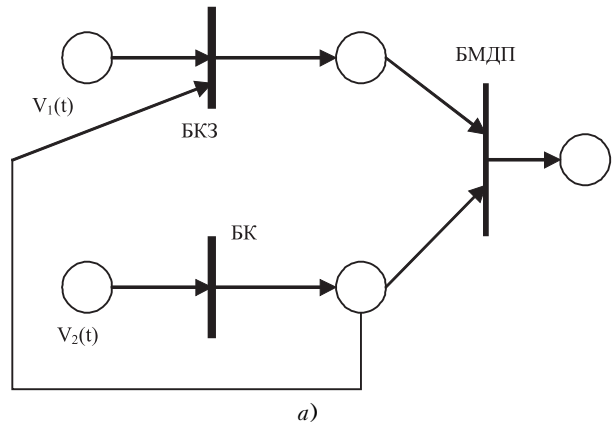
сания которого лежит система дифференциальных уравнений.

Результаты работы алгоритмов третьего типа заключаются в изменении структуры и параметров СП и являются исходными данными для алгоритмов второго типа. Результаты выполнения алгоритмов второго типа хранятся в декларативной памяти как несетевые элементы кратковременной, долговременной и архивной памяти. К алгоритмам первого типа можно отнести алгоритмы модификации структуры архивной памяти, принятия решения, идентификации образов, ситуаций и т. п., которые осуществляются на основе информации, хранящейся в декларативной памяти.

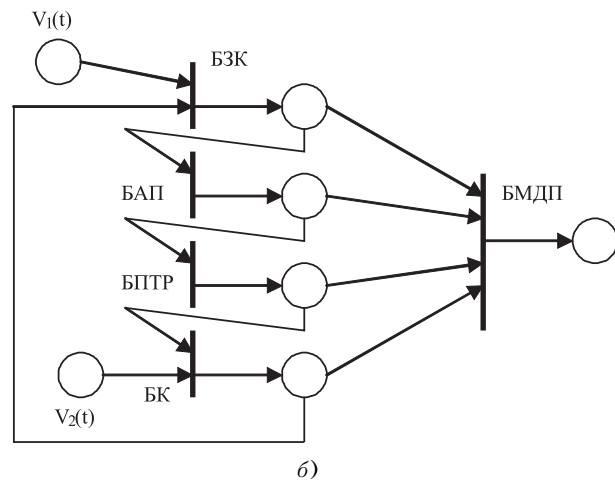
СП первого уровня отражает связи всех режимов работы (прямые, обратные). Ее переходам сопоставлены режимы работы НК. В случае, если какие-то режимы одновременно выполняться не могут, то входные дуги переходов, соответствующих этим режимам, охватываются сдерживающими событийными гипердугами.

На втором уровне (описание режима) переходам СП сопоставляются блоки НК. СП описывает процесс передачи информации от одного блока к другому. При срабатывании переходов СП второго уровня выполняются адаптивные алгоритмы, сопоставленные данным переходам. Так как УУ является общим для всех блоков, и выходы одного блока являются входами других, то происходит адаптивная оптимизация структуры и параметров всех блоков рассматриваемого режима (или режимов) работы СП.

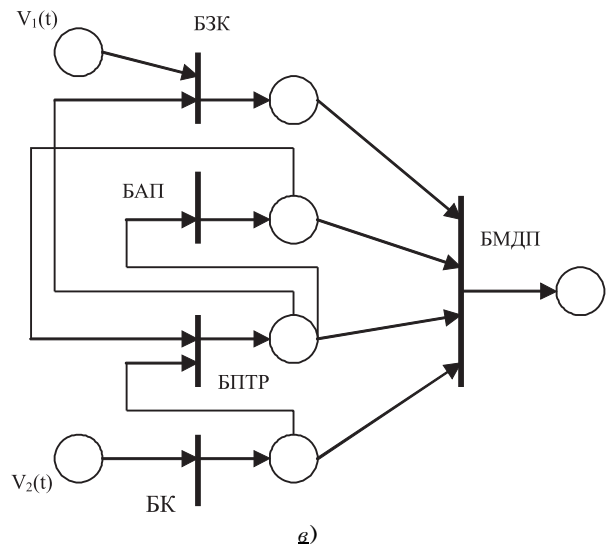
Основной особенностью такой организации является параллельность функционирования одних и тех же блоков при одновременном выполнении нескольких режимов НК. Таким образом, можно говорить не только о структурной параллельности, но и о функциональной параллельности при описании работы объекта. При функциональной параллельности возникает взаимозависимость функций, т. е. результат выполнения нескольких функций будет отличен от общего результата выполнения этих же функций независимо друг от друга. Таким образом, в малом промежутке



а)



б)



в)

Рисунок 2 – Примеры СП возможных режимов работы P1(а), P2(б), P3(в) НК

времени при иерархической организации структуры имеем сетевую организацию функций. В различных режимах работы для одного и того же блока могут быть использованы различные алгоритмы обработки информации (разные ветви дерева иерархии алгоритмов). При параллельном выполнении нескольких режимов

возможна ситуація одночасного звернення до одного і тому ж блоку. Для уникнення подібних ситуацій (конфліктів) застосовуються стримуючі події гіпердуги.

Приклади декількох режимів (P1, P2, P3) роботи НК наведені на малюнку 2. Зв'язок цих режимів з виділенням ОУ і УУ відображено на малюнку 3.

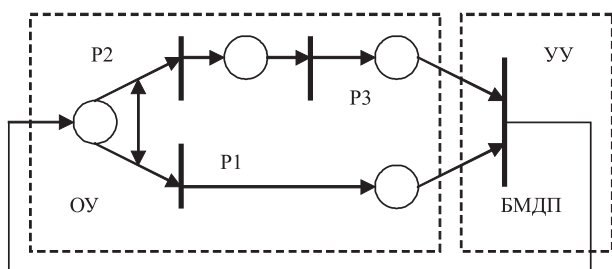


Рисунок 3 – Приклад СП можливого взаємодія режимів НК

ЗАКЛЮЧЕННЯ

Представлена структура описання НК як АОСАУ на базі СП з використанням ієрархії алгоритмів на основі адаптивних алгоритмів дозволяє побудувати гнучку без порушення цілості функціонування функціонально-структурну модель НК різного цільового призначення. Під цілостістю функці-

онування будемо розуміти взаємозв'язок і взаємозамінюваність окремих функцій системи в процесі її роботи з урахуванням динаміки змін зовнішніх випадкових впливів. Гнучкість полягає в різноманітності навчання для НК одного класу ОУ (універсальність всередині класу). Для різних класів ОУ цілеспрямовано застосовувати НК різного типу. Припускається розробка конкретних моделей НК спеціального призначення.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Амосов Н. М. Нейрокомпьютеры и интеллектуальные роботы / Н. М. Амосов, Т. Н. Байдык, А. Д. Гольцев; Под ред. Н. М. Амосова. – К.: Наук. думка, 1991. – 271 с.
2. Блум Ф. Мозг, разум и поведение / Ф. Блум, А. Лейзерсон, Л. Хофстедтер – М.: Мир, 1988. – 248 с.
3. Качур С. А. Модель стохастических систем и их соединений на основе сетей Петри // Проблемы управления и информатики. – 2002. – № 1. – С. 93–98.

Надійшла 24.01.05
Після доробки 22.08.05

Запропоновано методику побудови нейрокомп'ютера на основі понять і методів наступних областей знань: 1) фізіології людини; 2) теорії автоматичного керування; 3) штучного інтелекту; 4) теорії мереж Петрі; 5) теорії системного аналізу.

The technique of construction of neurocomputer is offered on the basis of concepts and methods of the following fields of knowledge: 1) human physiology; 2) theories of automatic control; 3) an artificial intellect; 4) theories of the Petri nets; 5) theories of the system analysis.

УДК 621.531

В. П. Квасніков, М. С. Руднева

ОПТИМАЛЬНА СТРУКТУРА ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КООРДИНАТНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ МАШИНИ

Розроблена оптимальна структура інформаційно-виміральної системи координатно-виміральної машини, яка представляє собою вимірально-вимірний комплекс, що має алгоритм вибору найбільш достовірної інформації та алгоритм оцінювання стану системи. Наведена оптимальна структура дозволяє забезпечити найбільш ефективний режим роботи координатно-виміральної машини на кожному етапі процесу вимірювання.

ВСТУП

Розроблена концепція інтелектуальних систем [1] використовується при синтезі систем керування та обробки інформації нового покоління. В рамках цієї концепції складна система керування координатно-вимі-

рювальною машиною (КВМ) розробляється як функціональна система, що сприяє досягненню заданої координати вимірювання та виступає в тому числі, і як системостворюючий фактор.

Інтелектуальна система керування, що реалізує механізм саморегуляції, являє собою сукупність технічних засобів і програмного забезпечення. Така система працює у взаємозв'язку з оператором-метрологом автономно, реалізована системою реального часу, і тому здатна на основі апріорної інформації та вимірювань параметрів стану при наявності мотивації синтезувати мету, виробляти рішення про характер дії системи і знаходити раціональні способи досягнення мети.

© Квасніков В. П., Руднева М. С., 2005

Вимогами до алгоритмів інформації є відклик на будь-які непередбачені зовнішні та внутрішні дестабілізуючі фактори на протязі прогнозованого стану системи. Для одержання повної інформації про стан системи, необхідно розглядати не тільки вимірювані параметри КВМ, але і змінні параметри стану.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Основна ціль дослідження полягає у розробці методики для побудови оптимальної структури вимірювального комплексу КВМ, до складу якої входять датчики та вимірювальні системи, а також алгоритмічне забезпечення та блок тестування.

РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ

При управлінні КВМ основним джерелом інформаційно-вимірювальних сигналів є вимірювальний комплекс. Основними вимогами до цього комплексу є точність вимірювання об'єкту. Виходячи з вищевказаного, можна визначити алгоритм функціонування вимірювального комплексу (рис. 1):

- з датчиків інформація поступає на блок Основна база знань;
- блок Тестування – проводить перевірку роботи всіх підсистем КВМ та здійснює тестування на точність;
- в експертній системі ці результати оцінюються;
- на основі оцінки стану системи приймається рішення про готовність КВМ до вимірювання вимірювальною головкою та визначається алгоритм управління;
- здійснюється закон управління вимірювальною головкою, який переноситься на виконуючі органи;
- інформаційно-вимірювальні дані про об'єкт вимірювання поступають та накопичуються в основній базі знань.

Основою для побудови оптимальної структури є визначення основних рівнянь керування. В загальному випадку рівняння для руху вимірювальної головки має вигляд [3]:

$$y(n) = K_u(q)U(n) + K_\zeta(q)\xi(n), \quad (1)$$

де $U(n)$ – зовнішні впливи, $\xi(n)$ – випадкова завада

$K_u(q) = \frac{P_u(q)}{Q(q)}$, $K_\zeta(q) = \frac{P_\zeta(q)}{Q(q)}$ – передаточні функції динамічного об'єкту по керуванню та впливу, відповідно.

Нев'язку можна представити рівнянням

$$\varepsilon(n) = y(n) - \hat{y}(n), \quad (2)$$

де $y(n)$ – вихідні величини об'єкту, $\hat{y}(n)$ – величина настроюваної моделі.

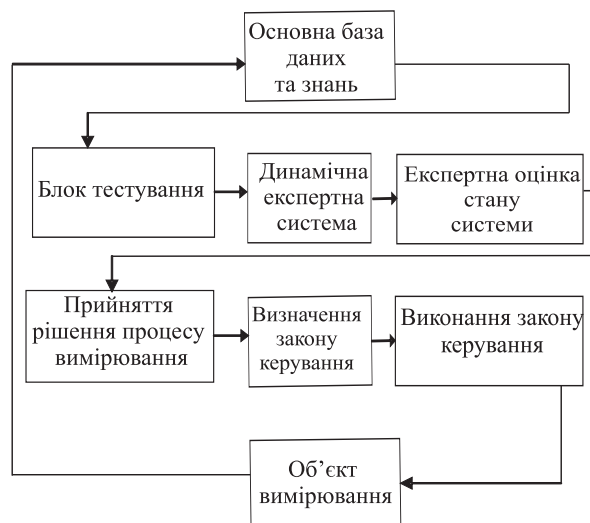


Рисунок 1 – Структурна схема управління вимірювальною головкою координатно-вимірювальної машини

Введемо поняття ідентифікації, яке є основою для вимірювання об'єкту. В КВМ задача ідентифікації зводиться до алгоритму, де проводиться розпізнавання образів які вже надані в базі знань (визначені класи n). Але існує ще клас невідомих m об'єктів. Так, наприклад, в задачі ідентифікації людини по біометричним показникам [4] (відбитки пальців, генетичний код і т.і.) необхідно не тільки визначити індивіда серед відомих, але і визначити тих, хто не закладений в систему. Таким чином задача ідентифікації складається з суми $n + m$, де $n \geq 1$ – кількість відомих, а $m \in \{0, \infty\}$ – кількість невідомих класів. Задача ідентифікації зводиться до перебору та зрівняння n класів з еталонними моделями після чого приймається рішення системою КВМ. Але можуть виникати різні ситуації: 1) якщо опис не співпадає ні з одним об'єктом, який знаходиться в базі даних і знань; 2) якщо опис співпадає частково. В цих випадках потрібно застосувати двухстадійну систему ідентифікації яка зображена на рис.2.

Така система найбільш прийнятна для вимірювання об'єктів за допомогою координатно-вимірювальної машини. В ній застосовуються вже відомі методи та алгоритми в теорії ідентифікації та зводяться до задачі розпізнавання об'єктів. Реалізація цієї схеми в системі керування КВМ значно підвищує ефективність системи ідентифікації. Слід відмітити, що застосування такого алгоритму призводить до більш досконалого процесу керування та визначення об'єктів вимірювання.

Для того щоб оптимальна структура інформаційно-вимірювальної КВМ працювала злагоджено треба приділити увагу якості ідентифікації, яку можна оцінити її критерієм:

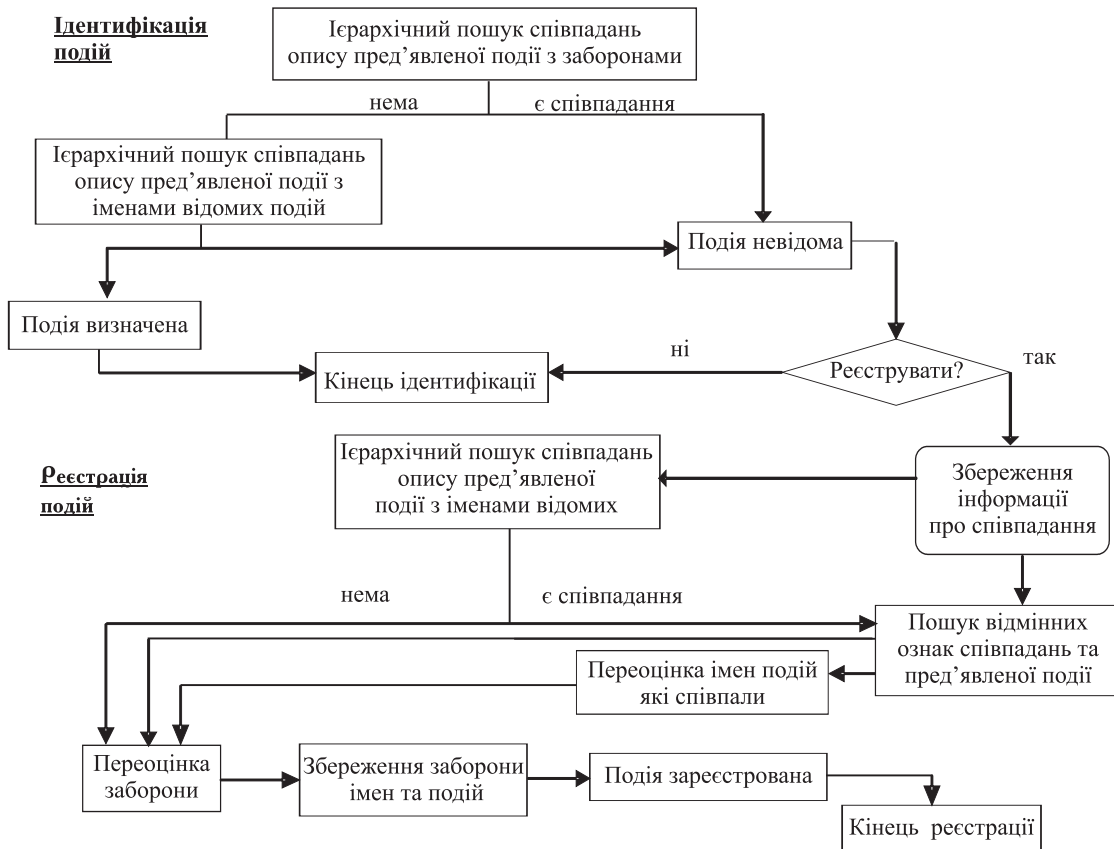


Рисунок 2 – Загальна функціональна структура системи ідентифікації

$$J(c) = M\{F[\varepsilon(z(n),c)]\}, \quad (3)$$

де $F[\cdot]$ – функція втрат, M – символ математичного очікування, ε – нев'язка, $z(n)$ – вектор спостереження, c – вектор настроюваних параметрів.

Очевидно, що критерій якості ідентифікації $J(c)$ визначається як середні втрати. Якщо значення середніх втрат мінімальне, то при оцінці структури координатно-вимірювальної машини можна сказати, що ця структура оптимальна. Якщо критерій якості не виконує умову, де $J(c) \rightarrow \min$ то здійснюється заміна параметрів та структури настроюваної моделі.

Ідентифікацію можна здійснити і за допомогою експериментів [3], однак за допомогою таких алгоритмів не можна обробляти дані які надходять на протязі всього циклу вимірювання. Тому для оптимальної задачі ідентифікації застосовуються наступний алгоритм:

- 1) визначити клас об'єктів;
- 2) вибрати для цього класу об'єктів настроювану модель;
- 3) вибрати критерій ідентифікації;
- 4) сформулювати алгоритм ідентифікації.

З вище наведеного випливає, що настроювана модель в співвідношенні до об'єкту визначається математичним очікуванням квадрата нев'язки

$$M\{\varepsilon^2(n)\} = M\{[y(n) - \hat{y}(n)]^2\}, \quad (4)$$

де ε – нев'язка, $y(n)$ – вихідні величини об'єкту, $\hat{y}(n)$ – величина настроюваної моделі.

Розглянемо умову ідентифікації об'єкту при якій існує проста завада [3]. В цьому випадку рівняння має вигляд:

$$y(n) = - \sum_{m=1}^N a_m^8 y(n-m) + \sum_{m=0}^N b_m^* u(n-m) + \zeta(n), \quad (5)$$

чи
$$y(n) = c^{*T} x(n) + \zeta(n), \quad (6)$$

де $c^* = (a_1^*, \dots, a_N^*, \dots, b_N^*)$ – вектор невідомих параметрів об'єкту, а $x(n)$ – вектор спостереження.

Оптимальні середні втрати можна записати в вигляді:

$$J^0(c) = M\{F_0[y(n) - c^T x(n)]\}, \quad (7)$$

де $F_o[\varepsilon] = -\ln p_0(\xi)|_{\xi=\varepsilon}$ – оптимальна функція втрат, $p_0(\xi)$ – щільність розподілу завод.

Згідно проведених експериментів результати моделювання алгоритмів можна відобразити залежностями $M\{\|c(n) - c^*\|^2\}$ від n [3]. Оцінювання параметрів об'єкту ілюструє рис. 3. Слід зазначити, що функція чутливості не впливає на точність оцінювання.

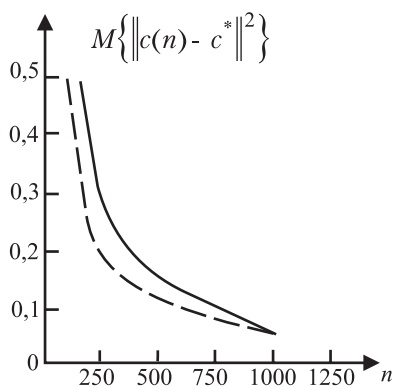


Рисунок 3 – Залежність $M\{\|c(n) - c^*\|^2\}$ від n при ідентифікації об'єкту

Оптимальна настроювана модель буде характеризуватися як така, для якої математичне очікування $M\{\varepsilon^2(n)\}$ досягає можливого значення при визначених значеннях її параметрів. Тоді коли модель повністю визначається передаточними функціями $\hat{K}_1(q)$ та $\hat{K}_2(q)$, задача визначення оптимальної настроюваної моделі зводиться до задачі мінімізації функціонала нев'язки та має вигляд:

$$M\{\varepsilon^2(n)\} = \Phi(\hat{K}_1, \hat{K}_2) \rightarrow \min, \quad (8)$$

де $\Phi(\hat{K}_1, \hat{K}_2)$ – передаточні функції.

УДК 681.3

І. В. Турченко

ПІДХІД ДО НЕЙРОМЕРЕЖЕВОГО УПРАВЛІННЯ ОБ'ЄКТОМ ПРОВІТРЮВАННЯ

Розроблено імітаційну модель узагальненого об'єкту провітрювання, визначено головний критерій управління та досліджено використання послідовної схеми нейромережевого управління об'єктом. Описано вибірку даних для навчання нейронної мережі, її структуру та алгоритм навчання. Проведено експериментальні дослідження

При проектуванні оптимальної структури необхідно визначити вплив всіх видів похибок на точність вимірювань. Якщо похибка мінімальна, а точність максимальна можна сказати, що структура інформаційно-вимірювальної системи, яка побудована є оптимальною.

ВИСНОВКИ

Запропонована система представляє собою вимірювальний комплекс, що має алгоритм вибору найбільш достовірної інформації та алгоритм оцінювання стану системи. Наведена оптимальна структура дозволяє забезпечити найбільш ефективний режим роботи інтелектуального вимірювального комплексу на кожному етапі.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Пупков К. А., Неусьпин К. А. Выбор оптимальной структуры измерительного комплекса. // Изв. вузов. Приборостроение. – 1998. – Т.41, № 1–2. – С. 34–39.
2. Пупков К. А., Неусьпин К. А., К. Э. Фан. Интеллектуализация измерительного комплекса летательного аппарата // Изв. вузов. Приборостроение. – 2004. – Т.47, № 8. – С.18–23.
3. Цыпкин Я. З. Информационная теория идентификации. – М.: Наука; Физ. мат. лит, 1995. –336 с.
4. Шередко Ю. Л., Марусяк А. В. Способ корректного сведения задачи идентификации к задаче распознавания образов // УСИМ. – 2002. – № 5. – С. 5–12.

Надійшла 18.03.05
Після доробки 8.08.05

Разработана оптимальная структура информационно-измерительной системы координатно-измерительной машины, которая представляет собой измерительный комплекс и включает в себя алгоритм выбора достоверной информации и алгоритм оценивания состояния системы. Приведенная оптимальная структура позволяет обеспечить наиболее эффективный режим работы координатно-измерительной машины на каждом этапе процесса измерения.

The optimum structure of measuring system of the measuring machine is developed it represents a measuring complex and includes algorithm of a choice of the authentic information and algorithm estimating of a systems condition. The given optimum structure allows to ensure the most effective mode of operations of three-coordinate measuring machine on every stage process of measurement.

по оцінці похибки управління шляхом імітаційного моделювання.

ВСТУП

Проблема контролю допустимої концентрації небезпечних газів, таких як метан CH_4 та чадний газ CO ,

є актуальною в гірничодобувних шахтах та в інших під-земних або зачинених приміщеннях через значну загрозу для людей, що можуть знаходитися там. Зокрема, гірничодобувна промисловість є найбільш небезпечною галуззю в будь-якій країні. Наприклад, статистичний аналіз показав [1], що для найбільших країн, які добувають вугілля, в 2001 році кількість нещасних випадків на мільйон тон добутого вугілля складає 6,63 для Китаю, 0,83 для Росії, 0,48 для Індії та 0,02 для Австралії. Тому розробка автоматизованих систем управління (АСУ) процесом провітрювання різноманітних об'єктів є актуальною задачею. При цьому необхідно забезпечити виконання двох вимог до таких АСУ: 1) ви-мірювальна підсистема АСУ повинна забезпечити високу точність визначення концентрацій небезпечних газів для прийняття правильних рішень, що відповідають вимогам техніки безпеки; 2) АСУ повинна забезпечити адаптивне управління провітрюванням для економічно вигідної та швидкої реакції системи в усіх можливих ситуаціях.

Для вирішення першої задачі економічно оптимальним є використання багатопараметричних сенсорів на основі плівок двоокису олова, наприклад сенсорів фірми Figago, Inc [2]. Висока точність підсистеми вимірювання може бути досягнута шляхом використання нейронних мереж для обробки вихідного сигналу багатопараметричних сенсорів [3–4].

Складність вирішення другої задачі зумовлена постійною зміною топології і, тим самим, параметрів вентиляційних мереж об'єкту провітрювання, стохастичним характером аеро-газових процесів, присутністю швидких змін (раптових викидів шкідливих газів) у параметрах об'єкту управління, великою розподіленістю системи управління та відносно великим числом сенсорів вимірювальної підсистеми [5]. Слід врахувати, що об'єкт провітрювання має нелінійні характеристики, які утруднюють моделювання його динаміки, зокрема швидкості руху повітряного потоку та концентрації небезпечних газів. Крім того, додаткові фактори (шуми, завади, множинність зворотних зв'язків) ускладнюють реалізацію стратегій управління. З точки зору теорії автоматичного управління процес провітрювання є багато-параметричною задачею, де дія на одну частину вентиляційної мережі зумовлює неточно прогнозований ефект у інших частинах (гілках) вентиляційної мережі. Тому процес провітрювання таких об'єктів може бути описано тільки достатньо складною математичною моделлю, наприклад, моделлю мережі газових потоків [6].

Більшість сучасних стратегій управління базуються на ідеї лінеаризації систем [7]. Для практичної реалізації даного підходу потрібна перш за все розробка адекватних математичних моделей. Однак математичне моделювання, що реалізується на базі гіпотези про лінійність об'єкту керування, не відображає дійсних влас-

тностей об'єкту. Нелінійні математичні моделі [6], які достатньо точно відображають властивості реальних об'єктів, надто складні та практично мало придатні для систем управління. Добрими математичними моделями можна визнати статистичні моделі [8], однак ті приближення, що приймаються в них, дуже часто не забезпечують достатньої точності для систем управління. Причиною цього недоліку є те, що за допомогою фактично цих лінійних систем намагаються описати складні нелінійні системи. На сьогодні також використовуються підходи на основі прогнозування емісії метану математичними методами [9], застосування методів операційного аналізу [10] та кореляційних математичних моделей [11].

На відміну від вищезазначених підходів, адаптивні методи управління [12–13] забезпечують краще управління при зменшенні складності математичного опису процесу управління. При адаптивному управлінні математична модель об'єкту описує фізичну природу об'єкту управління. На основі математичної моделі визначається закон управління, спрямований на досягнення певної цілі управління, і математична модель розглядається як аналог реальної системи. Однак цей підхід також базується на теорії лінійних систем, тому, коли відбувається якась зміна в самому об'єкті управління або в навколишньому середовищі, необхідно перебудувати модель і визначити для неї новий закон управління. Цей підхід веде до фактично «ручної» перевірки, чи є модель адекватною реальній фізичній системі.

Аналіз відомих теоретичних та інженерних підходів до управління складними об'єктами показав, що найбільш доцільною на сьогодні є технологія «інтелектуального» управління, де АСУ наслідує чи емулює інтелектуальні функції людини при управлінні певним об'єктом [14], тобто має здатність до імітації мислення та навчання по відношенню до об'єкту управління, впливу навколишнього середовища та умов свого функціонування. З інженерної точки зору інтелектуальне управління повинно мати наступні властивості: здатність до навчання та адаптивність, живучість, простий алгоритм керування, дружній по відношенню до користувача людино-машинний інтерфейс, здатність до включення нових компонентів, що забезпечують кращі рішення в умовах обмежень, що накладаються технічними засобами [15]. Найкраще цим умовам відповідають нейромережеві методи управління. Нейронні мережі (НМ) мають значні адаптивні та узагальнюючі властивості. За рахунок самонавчання і самоадаптації НМ ці методи управління здатні забезпечити кращі результати в порівнянні з іншими методами [15]. Останнім часом вони широко використовуються у різних предметних областях – літакобудуванні [16], нелінійних [17] та робото-технічних [18] системах, в хімічній промисловості [19], енергетичних системах [20], при

управлінні хаотичними процесами [21] в медичній галузі [22] та ін.

Метою даної статті є оцінка застосування нейромережевого підходу до управління узагальненим об'єктом провітрювання на основі розробленої імітаційної моделі.

1 МОДЕЛЬ НЕЙРОМЕРЕЖЕВОГО УПРАВЛІННЯ

Попередній аналіз показав [12–13, 15], що навіть проста нейромережева схема послідовного управління може забезпечити достатню ефективність через відсутність додаткових ланок управління, таких як додаткові контролери. Тому доцільно буде використати цю схему (рис. 1) для дослідження процесу управління об'єктом провітрювання. Управління здійснюється наступним чином [15]: при подачі на вхід НМ опорного сигналу r попередньо навчена НМ відтворює його у керуючий вплив на об'єкт управління. Згідно з цим керуючим впливом об'єкт управління змінює свій стан та вихідний сигнал y , що в даному випадку починає наближатись по значенню до опорного сигналу r . Якщо під дією зовнішніх факторів, що діють на об'єкт управління, стан об'єкту та його вихідний сигнал y міняється, то ця зміна поступає на вхід НМ. НМ формує новий керуючий вплив u таким чином, щоб компенсувати зміну вихідного сигналу об'єкту управління y . При цьому слід зауважити, що НМ може мати багато входів і виходів, тобто вихідний сигнал об'єкту управління y , вхідні сигнали НМ r і Δ , а також керуючий вплив u можуть представлятися множинами

$$r = \{r_1 \dots r_k\}, y = \{y_1 \dots y_l\}, \Delta = \{\Delta_1 \dots \Delta_n\},$$

$$u = \{u_1 \dots u_m\}. \quad (1)$$

Таким чином, нейромережевий контролер перетворює вхідний простір станів об'єкту управління y у вихідний простір керуючих впливів u .

Як показано в [12–13, 15–25], переваги нейромережевих систем управління полягають в наступному:

- НМ можуть навчатися довільним функціям перетворення «вхід-вихід» та відображати ці функції на об'єкті управління [23]. Здатність НМ до самонавчання виключає необхідність використовувати складний математичний апарат на відміну від інших методів адаптивного та оптимального управління;

- використання нелінійних функцій активації нейронних елементів забезпечує можливість відображення нелінійних перетворень. Це важливо для управління об'єктами, що мають нелінійну природу, і для яких традиційні підходи практично не дають бажаних результатів [24];

- нейроконтролери можуть бути застосовані для управління в умовах значної невизначеності завдяки властивості НМ до самонавчання [25]. В методах оптимального та адаптивного управління необхідною умовою для їх застосування є використання значного об'єму апріорної інформації про об'єкт управління [26].

2 ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ АЕРО-ГАЗОВОЇ АТМОСФЕРИ ОБ'ЄКТУ ПРОВІТРЮВАННЯ

Імітаційна модель процесу управління об'єктом провітрювання повинна описувати всі необхідні множини (1), зокрема опорний сигнал r , керуючий вплив

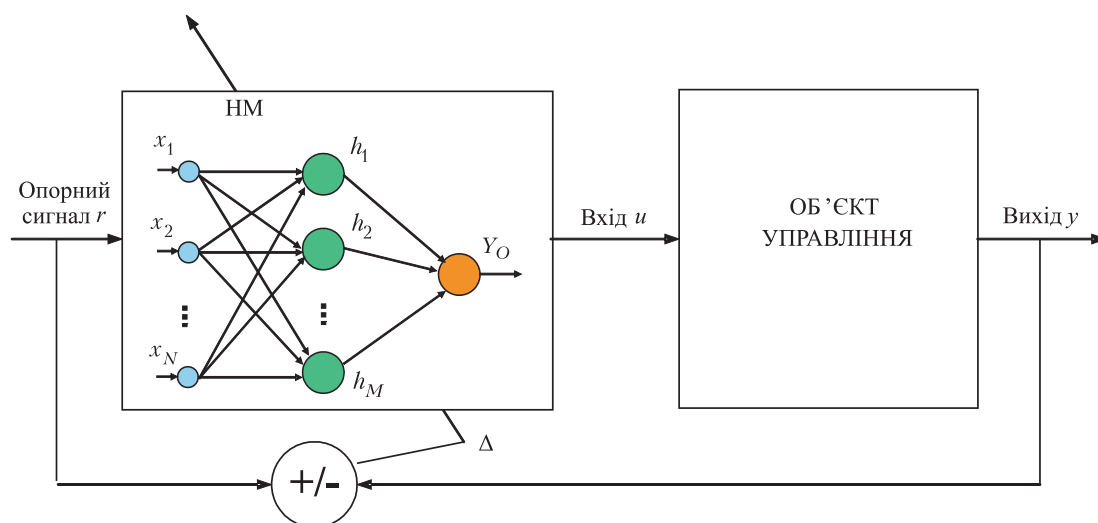


Рисунок 1 – Послідовна схема нейромережевого управління

u та вихідний сигнал y об'єкту управління. Для побудови імітаційної моделі процесу управління доцільно розглянути узагальнену схему тунелів провітрювання (рис. 2). На рис. 2 зображені п'ять тунелів $T1...T5$, що з'єднані між собою. Для того, щоб оцінити правильність побудови імітаційної моделі та сформувані вибірку навчання НМ, доцільно вказати об'єм тунелів. Припустимо, що $T1 = T3 = T5 = 1000 \text{ м}^3$. Ці основні тунелі $T1, T3$ та $T5$ з'єднані між собою меншими за об'ємом тунелями $T2$ та $T4$ (об'ємом 800 м^3 кожний) таким чином, як показано на рис. 2. В кожному тунелі розміщено відповідний багатопараметричний сенсор (БПС) $C1...C5$, по одному БПС для зчитування поточної концентрації метану в кожному тунелі. В склад моделі входять три регулятори витрат повітря (РВП) РВП1...РВП3, що з'єднані безпосередньо з тунелями $T1, T3$ та $T5$. Припустимо, що повітряна депресія створюється вентиляторами головного провітрювання, що не показані на рис. 2. Усунення газу з будь-якого з тунелів $T1...T5$ регулюється продуктивністю відповідного РВП1...РВП3, подібно до усунення газу в гірничодобувній шахті [27–28]. При цьому з'єднання між тунелями $T1$ та $T2$ і $T2$ та $T3$ настільки малі, що, усуваючи газ з тунелю $T3$ шляхом збільшення продуктивності РВП2, можливо усунути максимум тільки 50% газового середовища з тунелю $T2$, і ніяким чином не вплинути на концентрацію газу в тунелі $T1$.

Для опису імітаційної моделі кількісними характеристиками доцільно розглянути параметри продуктивності РВП1...РВП3. Прийmemo, що продуктивність цих РВП (виконаних на базі вентиляторів примусового усунення повітря) однакова. При цьому основним критерієм управління доцільно буде вибрати максимальну швидкість усунення газу з відповідного тунелю при мінімальних витратах електричної енергії. Допустимо, що швидкість повітряного потоку, з якою можливо усувати газову суміш з тунелю, складає $10 \text{ м}^3/\text{хв}$. Тоді для повного усунення аеро-газової суміші об'ємом 1000 м^3 системі провітрювання необхідно буде витратити 100 хвилин роботи одного з РВП.

Допустима концентрація газу в тунелях визначається сенсорами $C1...C5$. При умові перевищення цієї допустимої концентрації, АСУ провітрюванням повинна ввімкнути відповідний РВП на відповідний час (кількість хвилин), необхідний для усунення всього об'єму аеро-газової суміші з певного тунелю. При цьому РВП повинен бути вимкнений при встановленні концентрації газу в межах допустимої концентрації. Це означає, що для АСУ провітрюванням важливими є два стани повітряного простору відповідного тунелю: «концентрація газу допустима» і «концентрація газу недопустима», що можуть бути закодовані в двійковій системі числення станами 0 і 1 відповідно. Так як на вхід НМ повинна поступати інформація від п'яти БПС

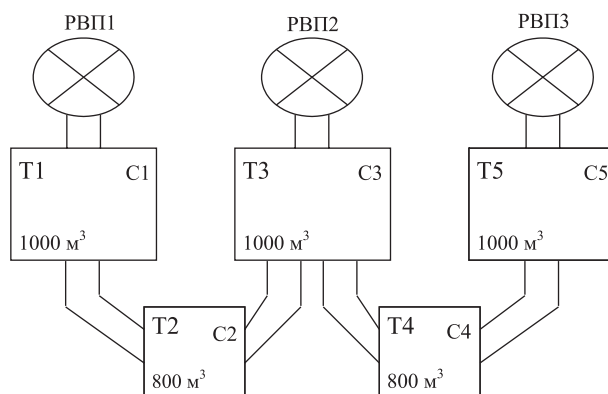


Рисунок 2 – Схема узагальненого об'єкту управління для розробки імітаційної моделі

$C1...C5$, то розмір навчальної вибірки НМ буде становити $2^5 = 32$ навчальних вектори.

Аналогічно вихідна частина кожного навчального вектора повинна містити три значення тривалості роботи РВП1...РВП3. Наприклад, якщо сенсор $C5$ повідомив про перевищення допустимої концентрації газу у тунелі $T5$, що відповідає вхідній частині навчального вектора $0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1$ (табл. 1), то на вхід об'єкту управління НМ повинна подати послідовність чисел $0 \ 0 \ 100$ (час роботи в хвилинах відповідного РВП), що і відповідає вирішенню задачі управління для описаного вище випадку.

Таблиця 1 – Структура навчального вектору НМ

Вхідна частина вектору навчання Δ					Вихідна частина вектору навчання (керуючий вплив u)		
Стан допустимої концентрації метану в тунелях $T1-T5$					Час роботи відповідного РВП, хвилини		
C1	C2	C3	C4	C5	РВП1	РВП2	РВП3
0	0	0	0	1	0	0	100
...
1	1	1	1	1	1	1	1

3 МОДЕЛЬ ВИКОРИСТАНОЇ НЕЙРОННОЇ МЕРЕЖІ

У відповідності з сформованою навчальною вибіркою НМ повинна мати 5 нейронів вхідного рівня та 3 нейрони вихідного рівня (див. табл. 1). Кількість нейронів схованого рівня повинна бути меншою кількості навчальних векторів у навчальній вибірці з метою забезпечення хороших узагальнюючих властивостей НМ [29]. В якості НМ доцільно вибрати архітектуру багаторівневого перцептрон з нелінійною функцією активації нейронів схованого рівня. Як показав аналіз робіт [24–25], архітектура багаторівневого перцептрон має ряд переваг і широко використовується для

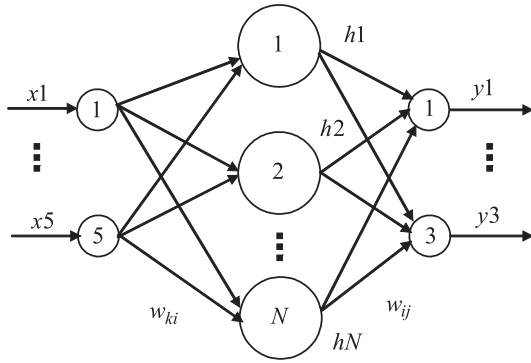


Рисунок 3 – Структура НМ для АСУ провітрюванням

задач управління в порівнянні з іншими відомими моделями НМ. Вихід кожного нейрону попереднього рівня (рис. 3) з'єднаний синапсами із входами всіх нейронів наступного рівня, тому такий перцептрон має однорідну та регулярну структуру.

Вихідне значення j -го вихідного нейрону трьох-рівневого перцептрона

$$y_j = F_3 \left(\sum_{i=1}^N \omega_{ij} h_i - T_j \right),$$

де N – кількість нейронів схованого рівня, ω_{ij} – ваговий коефіцієнт від i -го нейрону схованого рівня до j -го вихідного нейрону, h_i – вихід i -го нейрону схованого рівня, T_j – поріг j -го вихідного нейрона, F_3 – функція активації нейронів вихідного рівня [29].

Вихідне значення i -го нейрону схованого рівня

$$h_i = F_2 \left(\sum_{k=1}^M \omega_{ki} x_k - T_i \right),$$

де ω_{ki} – ваговий коефіцієнт від k -го вхідного нейрону до i -го нейрону схованого рівня, x_k – вхідні значення, T_i – поріг i -го нейрона схованого рівня, F_2 – функція активації нейронів схованого рівня.

Нелінійна сигмоїдна функція активації

$$F_2(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (2)$$

використовується для нейронів схованого рівня і лінійна функція активації

$$F_3(x) = k \times x \quad (3)$$

використовується для вихідного нейрона, де k – коефіцієнт нахилу прямої лінії функції активації.

Для навчання використовується алгоритм зворотного розповсюдження помилки [30]. В його основі лежить метод градієнтного спуску у просторі вагових ко-

ефіцієнтів та порогів нейронної мережі, що забезпечує ітеративну зміну вагових коефіцієнтів та порогів для кожного навчального вектора p з навчальної вибірки

$$\Delta w_{ij}(t) = -\alpha \frac{\partial E^p(t)}{\partial w_{ij}(t)},$$

$$\Delta T_j(t) = -\alpha \frac{\partial E^p(t)}{\partial T_j(t)},$$

де α – крок навчання, $\frac{\partial E^p(t)}{\partial w_{ij}(t)}$, $\frac{\partial E^p(t)}{\partial T_j(t)}$ – градієнти функції помилки на кожній навчальній ітерації t для навчального вектора p , $p \in \{1, P\}$, P – розмір навчальної вибірки.

Середньоквадратична помилка для навчальної ітерації t

$$E^p(t) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^L (y_j^p(t) - d_j^p(t))^2,$$

де $y_j^p(t)$ – значення j -го вихідного нейрону на ітерації t для навчального вектора p , $d_j^p(t)$ – очікуване значення j -го вихідного нейрону для навчального вектора p . Протягом навчання обчислюється загальна помилка НМ

$$E(t) = \sum_{p=1}^P E^p(t).$$

Для уникнення недоліків класичного алгоритму зворотного розповсюдження помилки, пов'язаних з емпіричним вибором кроку навчання, використано метод обчислення адаптивного кроку навчання [31]. Для сигмоїдної функції активації нейронів схованого рівня адаптивний крок навчання

$$\alpha(t) = \frac{4}{(1 + (x_k^p(t))^2)} \times \frac{\sum_{i=1}^N (\gamma_i^p(t))^2 h_i^p(t) (1 - h_i^p(t))}{\left(\sum_{i=1}^N (\gamma_i^p(t))^2 (h_i^p(t))^2 (1 - h_i^p(t))^2 \right)},$$

де $\gamma_i^p(t)$ – помилка i -го нейрону з сигмоїдною функцією активації для вектора p .

Адаптивний крок навчання для лінійної функції активації

$$\alpha(t) = \frac{1}{\sum_{i=1}^N (h_i^p(t))^2 + 1},$$

де $h_i^p(t)$ – вхідні сигнали лінійного нейрону на навчальній ітерації t для вектора p .

Поряд з використанням модифікованого алгоритму зворотнього розповсюдження помилки, для навчання багаторівневого перцептронного було використано алгоритм навчання Левенберга-Маркьюарта [32].

4 РЕЗУЛЬТАТИ ІМІТАЦІЙНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Програмне забезпечення для імітаційного моделювання процесу нейромережевого управління узагальненим об'єктом провітрювання розроблено в середовищі MATLAB [33]. Для навчання НМ використано навчальну вибірку з 32 векторів, описану в попередньому розділі. Використано багаторівневий перцептрон з 5 нейронами вхідного рівня, 8 нейронами схованого рівня та 3 нейронами вихідного рівня. Нейрони схованого рівня мали сигмоїдну функцію активації (2), нейрони вихідного рівня – лінійну функцію активації (3). НМ навчалась до значення середньо-квадратичної помилки 10^{-7} . Для випадку, коли НМ навчалась на всіх 32 векторах з вхідної навчальної вибірки і потім відтворювала ці вектори в режимі нейромережевого управління об'єктом провітрювання, максимальна відносна похибка відтворення не перевищувала значення 0,01%. Другий етап моделювання був направлений на визначення потенційних узагальнюючих властивостей НМ при виконанні задачі управління. Для цього було зменшено кількість векторів навчальної вибірки і оцінено відносне відхилення обчислення правильних значень векторів керуючих впливів u . В цьому випадку задача НМ зводиться до виявлення певного закону управління об'єктом на зменшеній навчальній вибірці і адекватного відтворення цього закону у вектор керуючих впливів u для векторів, що не брали участь у навчанні НМ.

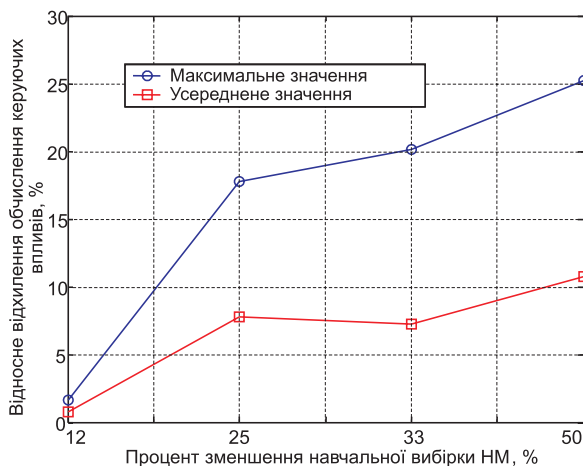


Рисунок 4 – Залежність відносного відхилення обчислення керуючих впливів від проценту зменшення навчальної вибірки НМ

Результат тестування адекватності відтворення закону управління показаний на рис. 4 у вигляді залежності усереднених (для всіх трьох РВП) максимального та середнього відносних відхилень обчислення нейронною мережею вихідних керуючих впливів від проценту зменшення вибірки даних для навчання НМ. Інтерпретуючи цю залежність, можна відзначити, що при зменшенні вибірки навчання НМ від 12% до 50% відносне відхилення обчислення вихідних керуючих впливів об'єкту управління збільшується відповідно від 2% до 25% для його максимального значення та від 1% до 10% для його усередненого значення.

ВИСНОВКИ

В даній статті запропоновано використати апарат штучних нейронних мереж для управління узагальненим об'єктом провітрювання з використанням послідовної схеми нейромережевого управління. Розроблено імітаційну модель для здійснення моделювання об'єкту провітрювання. На основі запропонованої моделі створено вибірку навчання НМ та обґрунтовано вибір її архітектури. Проведено серію експериментальних досліджень шляхом імітаційного моделювання по управлінню процесом провітрювання за допомогою нейронної мережі. Для випадку розробленої імітаційної моделі при зменшенні вибірки навчання НМ від 12% до 50% відносне відхилення відтворення вихідних керуючих впливів знаходиться в допустимих рамках і збільшується відповідно від 2% до 25% для його максимального значення та від 1% до 10% для його усередненого значення. Це дозволяє зробити висновок про значні потенційні можливості апарату штучних нейронних мереж для вирішення задач управління об'єктами провітрювання. Наступні дослідження доцільно провести на ускладненій математичній моделі об'єкту провітрювання.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. <http://www.sinomedia.net/eurobiz/v200402/regional0402.html>
2. <http://www.figarosensor.com/gaslist.html>
3. *Turchenko I.* Simulation Modeling of Multi-Parameter Sensor Signal Identification Using Neural Networks // Proceedings of the Second IEEE International Conference on Intelligent Systems, Varna, Bulgaria. – 2004. – Vol. 3. – P. 48–53.
4. *Turchenko I., Kochan V., Sachenko A.* Neural-Based Recognition of Multi-Parameter Sensor Signal Described by Mathematical Model // International Scientific Journal of Computing. – 2004. – Vol. 3, Issue 2. – P. 140–147.
5. *Пучков Л. А., Бахвалов Л. А.* Методы и алгоритмы автоматического управления проветриванием угольных шахт. – М.: Недра, 1992. – 399 с.
6. *Hu Y., Koroleva O., Krstic M.* Nonlinear control of mine ventilation networks // Systems and Control Letters. – 2003. – Vol. 49, No. 4. – P. 239–254.
7. *Kosko B.* Neural Networks for Signal Processing. – New Jersey: Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1992. – 399 p.

8. Box G., Jenkins G. Time Series analysis: Forecasting and Control. – San Francisco: Holden-Day, 1976. – 575 p.
9. Noack K. Control of gas emissions in underground coal mines // International Journal of Coal Geology. – 1998. – Vol. 35, No. 1–4. – P. 57–82.
10. Wu X., Topuz E. Analysis of mine ventilation systems using operations research methods // International Transactions in Operational Research. – 1998. – Vol. 5, No. 4. – P. 245–254.
11. Lowndes I., Crossley A., Yang Z. The ventilation and climate modelling of rapid development tunnel drivages // Tunneling and Underground Space Technology. – 2004. – Vol. 19, No. 2. – P. 139–150.
12. Werbos P. J. Overview of Design and Capabilities // Neural Networks for Control. – Cambridge (MA): MIT Press, 1990. – P. 59–65.
13. Astrom K. Towards Intelligent Control // IEEE Control Systems Magazine. – 1989. – Vol. 9. – P. 60–69.
14. White D., Sofge D. Handbook of Intelligent Control. – New York: Van Nostrand Reinhold, 1992. – 250 p.
15. Омату С., Халид М., Юсоф Р. Нейроуправление и его приложения. Пер. с англ. Н. В. Батина; Под. Ред. А. И. Галушкина, В. А. Птичкина. – М.: ИПРЖР, 2000. – 272 с.
16. Melin P., Castillo O. Adaptive intelligent control of aircraft systems with a hybrid approach combining neural networks, fuzzy logic and fractal theory // Applied Soft Computing Journal. – 2003. – Vol. 3, No. 4. – P. 353–362.
17. Calise A., Hovakimyan N., Idan M. Adaptive output feedback control of nonlinear systems using neural networks // Automatica. – 2001. – Vol. 37, No. 8. – P. 1201–1211.
18. Yildirim S. Adaptive robust neural controller for robots // Robotics and Autonomous Systems. – 2004. – Vol. 46, No. 3. – P. 175–184.
19. Ng C., Hussain M. Hybrid neural network – prior knowledge model in temperature control of a semi-batch polymerization process // Chemical Engineering and Processing. – 2004. – Vol. 43, No. 4. – P. 559–570.
20. Oysal Y. A comparative study of adaptive load frequency controller designs in a power system with dynamic neural network models // Energy Conversion and Management. – 2005. – Vol. 46, No. 15–16. – P. 2656–2668.
21. Sanchez E., Ricalde L. Chaos control and synchronization, with input saturation, via recurrent neural networks // Neural Networks. – 2003. – Vol. 16, No. 5–6. – P. 711–717.
22. Kashiwara K., Kawada T., Uemura K., Sugimachi M., Sunagawa K. Adaptive Predictive Control of Arterial Blood Pressure Based on a Neural Network During Acute Hypotension // Annals of Biomedical Engineering. – 2004. – Vol. 32, No. 10. – P. 1365–1383.
23. Hornik K., Stinchcombe M., White H. Multilayer Feedforward Networks are Universal Approximators // Neural Networks. – 1989. – Vol. 2. – P. 359–366.
24. Saerens M., Soquet A. A Neural Controller Based on Backpropagation Algorithm // Proceedings of First IEE International Conference on Artificial Neural Networks. – 1989. – London, UK. – P. 211–215.
25. Iiguni Y., Sakai H., Tokumaru H. A Non-linear Regulator Design in the Presence of System Uncertainties Using Multi-layered Neural Networks // IEEE Transactions on Neural Networks. – 1991. – Vol. 2. – P. 410–417.
26. Ogata K. Discrete-time Control Systems. – New Jersey: Prentice-Hall, Engiswood Cliffs. – 1987. – 928 p.
27. Левицкий Д. А., Оглобченко А. С. Обоснование структуры автоматизированной системы управления проветриванием горных выработок шахт // 3 международная научно-техническая конференция аспирантов и студентов «Автоматизация технологических объектов и процессов. Поиск молодых». – Донецк, 14–15 мая 2003 г. – С. 125–128.
28. Левицкий Д. А. Разработка системы автоматизированного управления проветриванием // Магістерська робота за спеціальністю «Автоматизоване керування технологічними процесами та виробництвами», факультет енергомеханіки та автоматизації, Донецький національний технічний університет. – 2004 р. – 112 с.
29. Головки В. А. Нейронные сети: обучение, модели и применение. – М.: Радиотехника, 2001. – 256 с.
30. Rumelhart D., Hinton G., Williams R. Learning representation by backpropagation errors // Nature. – 1986. – No 323. – P. 533–536.
31. Golovko V., Savitsky Y., Laopoulos T., Sachenko A., Grandinetti L. Technique of Learning Rate Estimation for Efficient Training of MLP // Proceedings of the IEEE-INNS-ENNS International Joint Conference on Neural Networks IJCNN'2000. – Vol. I. – Como, Italy. – 2000. – P. 323–328.
32. Hagan M. T. and Menhaj M. Training feed-forward networks with the Marquardt algorithm // IEEE Transactions on Neural Networks. – 1994. – Vol. 5, No. 6. – P. 989–993.
33. Stephen J. Chapman. MATLAB Programming for Engineers. – Brooks/Cole Publishing Company, 2002. – 464 p.

Надійшло 17.01.05

Після доробки 11.10.05

Разработана имитационная модель обобщенного объекта проветривания, определен главный критерий управления и исследовано использование последовательной схемы нейросетевого управления объектом. Описана выборка данных для обучения нейронной сети, ее структура и алгоритм обучения. Проведены экспериментальные исследования по оценке погрешности управления путем имитационного моделирования.

A simulation model of generic control object is designed in this paper. Main control criterion is defined and sequential neural-based control scheme is researched. A data set for neural network training is described as well as its structure and training algorithm. An experimental research is done for estimation of control error using simulation modeling approach.

ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

ПРОГРЕССИВНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

PROGRESSIVE INFORMATION TECHNOLOGIES

УДК 004.932.001.57

С. Г. Антощук, В. Н. Крылов, Е. В. Ткаченко

ИЕРАРХИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ВЫДЕЛЕНИЮ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Разработана методика применения иерархического подхода к выделению и анализу контуров в пространстве гиперболического вейвлет-преобразования при обработке изображений режущих инструментов. Предложенная методика позволяет проводить анализ признаков износа режущих инструментов с разным уровнем детализации и создавать иерархические методы обработки и распознавания изображений.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из задач, решаемой в автоматизированных системах обработки изображений (АСОИЗ), является автоматическое или автоматизированное распознавание изображений объектов. В значительной части таких систем обработки визуальной информации выполняется распознавание отдельных объектов (или их фрагментов) по заданным оптико-геометрическим параметрам и выделение их на фоне совокупности других объектов. Практика использования автоматизированных систем обработки и распознавания изображений показывают, что наиболее информативной частью изображений объектов являются контуры. Поэтому для повышения эффективности распознавания решается задача перехода от растрового представления изображения к «структур-

ному» в терминах контурных линий. Такое представление позволяет на 2–4 порядка сократить объем обрабатываемой информации, обеспечить инвариантность к трансформациям яркости, снизить влияние помех и таким образом повысить эффективность [1, 2].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Обрабатываемое изображение чаще всего является локально неоднородным. Процесс распознавания целесообразно проводить на разных уровнях детализации объекта в зависимости от поставленной задачи. Например, в ряде практически важных задач изображение можно распознать по внешнему контуру объекта (силуэту), в других информативной частью являются мелкие детали объекта. Таким образом, при распознавании изображение целесообразно подвергнуть преобразованию, обладающему свойством пространственно-частотной локализации.

Возникает необходимость в разработке методов выделения контуров, удовлетворяющих следующим требованиям:

- регулируемая детализация изображений объектов;

© Антощук С. Г., Крылов В. Н., Ткаченко Е. В., 2005

- помехоустойчивость;
- быстроедействие;
- относительно невысокий уровень аппаратурных затрат;
- способность к обработке протяженных перепадов интенсивности;
- адаптивный выбор порога обнаружения.

ВЫДЕЛЕНИЕ КОНТУРОВ ОБЪЕКТОВ С РЕГУЛИРУЕМОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬЮ

Одним из наиболее перспективных методов усиления перепадов интенсивности является преобразование Гильберта (ПГ) и разработанное на его основе гиперболическое вейвлет-преобразование (ГВП), которые достаточно эффективно проводят операцию контрастирования перепадов интенсивности [3, 4]. Представим изображение в форме матрицы дискретных отсчетов яркости. Тогда i -ю строку изображения можно представить следующим образом:

$$S(x, y_i) = \begin{cases} 1, & \alpha_i < x < b_i; \\ 0, & x < \alpha_i, x > b_i. \end{cases}$$

Дискретный фильтр, аппроксимирующий ПГ и ГВП, может быть представлен [3]:

$$\widehat{S}_n = \frac{1}{\pi_k} \sum_{k=-N}^{+N} S_{n-k} \cdot g_k, \quad (1)$$

где $g_k = 1/\alpha_k$ - коэффициенты фильтра, $k = \pm n$ при $1 \leq n \leq N$, α - масштабный коэффициент, N - порядок фильтра. Для $k = 0$ принимаем $g_0 = 0$ (центральная точка является «фоvealной»).

Такой цифровой фильтр назовем гиперболическим фильтром (ГФ).

Масштабный коэффициент задает «скорость» изменения коэффициентов, определяет частотные свойства ГФ. Выбор α определяется с учетом минимального значения коэффициентов ГФ и с учетом порядка фильтра. Ограничимся уровнем $1/8$. При меньших значениях импульсной характеристики влиянием далее расположенных пикселей можно пренебречь. Масштабный коэффициент зависит от порядка фильтра, при этом при $k = \pm 1$ $\alpha = 1$, а при $k = \pm N$ $\alpha = \frac{8}{N}$. Таким образом, при построчной (постолбцовой) обработке импульсная характеристика определяется выражением

$$g_k = \left\{ \begin{array}{c} -\frac{1}{8} \dots -\frac{1}{\left(1 + \frac{(k-1)(8-N)}{N(N-1)}\right)N} \dots \\ \dots -1 \quad 0 \quad 1 \frac{1}{\left(1 + \frac{(k-1)(8-N)}{N(N-1)}\right)N} \dots \frac{1}{8} \end{array} \right\}, k \in [\pm 2, N]. \quad (2)$$

При $N = 8$

$$g_k = \left\{ -\frac{1}{8} \dots -\frac{1}{k} \dots -1 \quad 0 \quad 1 \quad \frac{1}{k} \dots \frac{1}{8} \right\}, k \in [\pm 2 \dots 8].$$

На самом верхнем уровне разрешения импульсная характеристика ГФ сводится к дифференциатору. Количество коэффициентов фильтра решено выбрать нечетным. Расчет коэффициентов осуществлялся согласно выражению (2).

На рис. 1 представлены импульсные характеристики ГФ при $N = 2, N = 5, N = 7, N = 10, N = 15$.

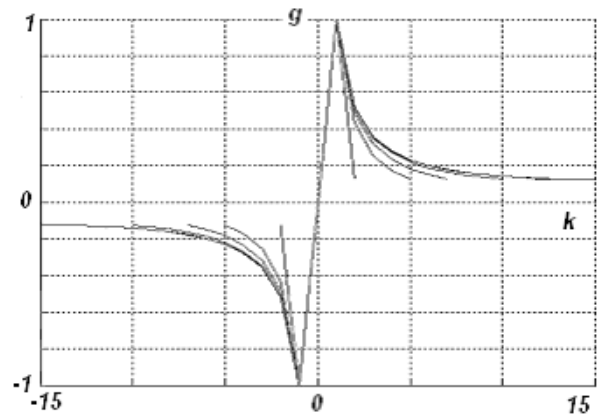


Рисунок 1 - Импульсная характеристика ГФ ($N = 2, N = 5, N = 7, N = 10, N = 15$)

Строку изображения (рис. 2, а), содержащую три объекта, можно представить следующим образом (рис. 2, б). После свертки изображения с ГФ с носителем длиной $N = 10$ i -я строка изображения будет выглядеть, как это показано на рис. 2, в. Как видно интенсивность контуров разных размеров одинакова. Под интенсивностью контура будем понимать амплитуду перепада в пространстве ГВП. Увеличение длины носителя до $N = 50$ позволит увеличить отношение интенсивностей контуров разного уровня детализации (рис. 2, г). Теперь ограничившись некоторыми порогами, можно выделить каждый из трех объектов на отдельном уровне иерархии и распознать объекты разного уровня детализации, независимо от других объектов.

Необходимо учитывать то, что при $N \rightarrow 0$, отношение интенсивности контуров объекта R , имеющего меньший размер к интенсивности контура, имеющего больший размер стремится к 1, а при увеличении длины носителя это отношение уменьшается (рис. 3).

Для иерархического выделения контура предлагается следующая методика:

- изображение подвергается свертке с ГФ разных масштабов от наибольшего к наименьшему. Свертка проводится по строкам и по столбцам, результат объединяется по схеме ИЛИ;

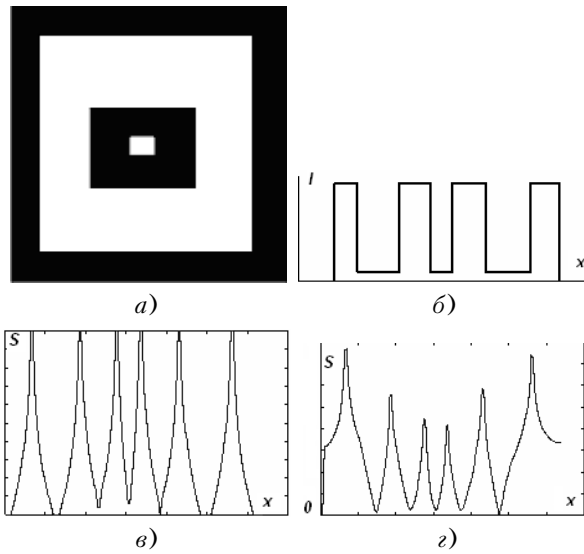


Рисунок 2:

a – исходное изображение; *b* – *i*-я строка изображения;
в – *i*-я строка изображения после свертки с гиперболической функцией $N = 10$; *г* – *i*-я строка изображения после свертки с гиперболической функцией $N = 50$

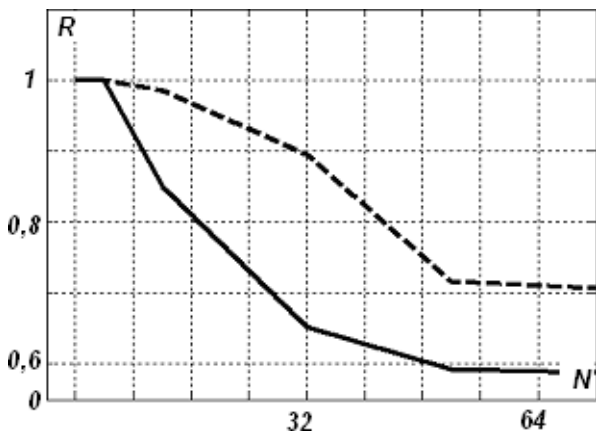


Рисунок 3 – Отношение интенсивности контуров при разных длинах носителя ГФ (отношение размеров объектов = 1/5 (-); отношение размеров объектов = 1/3 (--))

– на контрастированном изображении выделяется область контура, содержащего точки максимальной интенсивности. Это и будет изображение объекта наибольшего геометрического размера;

- выделенный контур прослеживается;
- проводится обработка следующего иерархического уровня проходит внутри контура данного изображения объекта.

Даная процедура повторяется до достижения заданного уровня детализации объектов изображения.

Прослеживание контуров является важной составной частью задачи анализа контуров объектов. Резуль-

татом действия алгоритмов прослеживания является упорядоченный массив координат точек контура объекта. Процедура прослеживания контура в условиях помех сложна и носит эвристический характер. Кроме того, алгоритм прослеживания часто зависит от содержания изображений. В данной работе предлагается следующий алгоритм прослеживания контура:

- после свертки изображения с ГФ с наибольшей длиной носителя, на нем определяются пиксели с наибольшей интенсивностью;
- определяется пороговое значение интенсивности для выделения области контура;
- с единичным радиусом сканирования определяем соседний пиксель контура;
- если пиксель найден, то запоминаем направление поиска, в противном случае, увеличиваем радиус сканирования окрестности на 1;
- если радиус сканирования больше максимального, то возвращаемся до «ближайшей» развилки и повторяем процедуры сканирования;
- критерием останова алгоритма прослеживания контура является возврат в начальную точку.

ПРАКТИКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ

Данный алгоритм обладает рядом достоинств. В-первых, так как направление поиска запоминается, то легко выделить точки перегиба контура, в которых направление поиска изменяется. При использовании данного алгоритма нет необходимости производить пороговую бинаризацию изображения и последующую процедуру скелетизации контура. Рассмотрим применение разработанной методики к прикладной задаче – диагностированию режущих инструментов (РИ) при оптическом контроле. Цель визуального контроля состоит в выявлении параметров износа и определения геометрических размеров дефектов [5]. При диагностировании РИ прецизионной обработки возникает необходимость автоматизированной классификации формы зон износа РИ с параллельным определением линейных параметров, площади и объема износа. Для этого на изображении зоны износа должны быть выделены плоские одно- или многосвязные контура – границы зоны износа, границы текстурных зон и др. В результате обработки полученной контурной сегментации изображения получают комплекс параметров зоны износа (характерные признаки), которые затем используют для определения типа износа и принятия решения по диагностике. Для решения данной задачи на первом этапе необходимо выделить область дефекта, игнорируя мелкие детали. Для этого применяется ГВП с носителем большой длины N . На втором этапе выделенная область дефекта подвергается повторным циклам обработки, с длинами носителя $M_i \ll N$. Исходя из особенностей решаемой прикладной задачи, коли-

чество уровней иерархии обуславливается необходимой детальностью объектов на изображении.

Исходное изображение режущего инструмента представлено на рис. 4, а.

Как видно резец обладает ярка выраженным типом износа. Поэтому необходимо на первом уровне иерархии выделить общую область износа, а на втором – в области износа выделить характерный дефект.

При выделении контура зоны износа с помощью дифференциального метода Собела (рис. 4, б) контурный препарат перегружен шумовыми составляющими и второстепенными деталями, поэтому проследить интересующие контура не удастся. Воспользуемся разработанной выше методикой выделения контура с помощью ГВП. Результат свертки исходного изображения с ГФ (порядок фильтра $N = 80$) представлен на рис. 5, а. На следующем уровне детализации сворачиваем выделенную область с гиперболической функцией (порядок фильтра $N = 10$) (рис. 5, б). На рис. 5, в и 5, г представлены прослеженные с помощью разработанного алгоритма контура объектов на разных уровнях детализации.

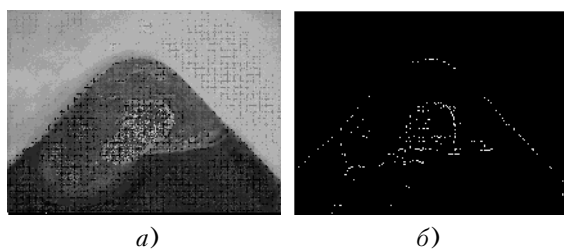


Рисунок 4:

а – исходное изображение режущего инструмента; б – контур исходного изображения, полученный с помощью метода Собела

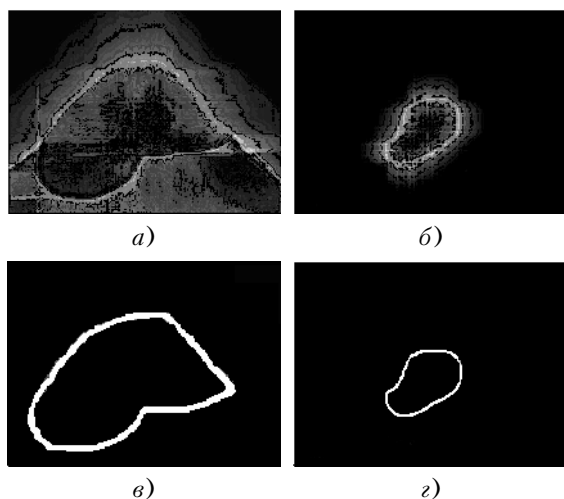


Рисунок 5:

а, б – свертка исходного изображения с гиперболической функцией $N = 80$ и $N = 10$ соответственно; в, г – прослеженные контура объектов различных уровней детализации

Используя разработанный алгоритм прослеживания контуров, получены контурные описания области износа и области характерного дефекта. По полученным контурным описаниям можно рассчитать необходимые признаки такие как: площадь, периметр, кривизна и т. д. По полученному вектору признаков можно принимать решение о характере износа и типе дефекта режущего инструмента.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование ГФ для подчеркивания и выделения контурной структуры изображений позволяет регулировать уровень детализации. Это способствует созданию иерархических методов анализа и распознавания изображений. Помехоустойчивость операции выделения контуров растет с увеличением уровня разрешения. Поэтому контура крупных деталей выделяются с более высокой помехоустойчивостью, чем контура мелких. Результаты исследований позволяют рекомендовать предложенную методику иерархического выделения объектов на изображениях для широкого круга прикладных задач, в которых производится анализ изображений, имеющих в своем составе детали разных геометрических размеров.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Прэтт У. Цифровая обработка изображений. – Т. 2. – М.: Мир, 1982. – 480 с.
2. Методы компьютерной обработки изображений / Под ред. В. А. Сойфера. – 2-е изд., испр. – М.: ФИЗМАЛИТ, 2003. – 784 с.
3. Крылов В. Н., Антошук С. Г. Определение границ и площади загрязнений водной поверхности // Труды Одесского политехнического университета. – Одесса, 1997. – Вып. 2. – С. 128–132.
4. Антошук С. Г., Крылов В. Н., Максимов М. В. Система технического зрения для управления перемещением ядерного топлива на АЭС // Системний аналіз, управління та інформаційні технології: Вісник Харківського політ. Ун-та. – Харьков, 1999. – Вып. 71. – С. 111–114.
5. Деревянченко А. Г., Павленко В. Д., Андреев А. В. Диагностирование состояний режущих инструментов при прецизионной обработке. – Одесса, Астропринт, 1999. – 184 с.

Надійшла 11.04.05
Після доробки 31.10.05

Розроблено методику застосування ієрархічного підходу до виділення та аналізу контурів у просторі гіперболічного вейвлет-перетворення при обробці зображень ріжучих інструментів. Запропонована методика дозволяє проводити аналіз ознак износу ріжучих інструментів з різним рівнем детальності та створювати ієрархічні методи обробки та розпізнавання зображень.

Methodic of application of hierarchical approach to edge detection and analysis in hyperbolic wavelet transfer domain when cutting tools images are treating was worked out. Suggested methodic allows different details level and create hierarchical methodics of image treating and recognition.

Л. О. Борковська

ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ РОЗРОБКИ ПРОГРАМНО-МАТЕМАТИЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ КООРДИНАТНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ МАШИН

Представлена структурна схема інформаційно-керуючої системи в трьох ієрархічних рівнях, що дозволяє розробляти спеціальне програмне забезпечення по вдосконаленню вимірювальних процесів геометричних розмірів об'єктів, покращенню метрологічних характеристик, обробки результатів вимірювання та представлення їх у графічному вигляді для оператора-метролога.

ВСТУП

Координатно-вимірювальні машини (КВМ) разом із системою її управління забезпечують визначення координат всіх точок поверхонь деталей в просторі вимірювання та дозволяють визначити метрологічні параметри відхилення від форми та розташування поверхонь деталей особливо складної конфігурації за допомогою математичних розрахунків з використанням векторної, лінійної алгебри та інших обчислювальних методів.

На сучасному етапі розвитку автоматизації вимірювання геометричних розмірів об'єктів вперше за її історію співпали методи, структури і технічні засоби систем управління: мікропроцесорні засоби і ПЕОМ, об'єднані в інтегровані інтелектуальні системи на основі мереж різного рівня та призначення. Тому КВМ повинні бути оснащені системою спеціальних програм по виконанню алгоритмів необхідних розрахунків координатних вимірювань, управління роботою машини та інших сервісних функцій. Ця система програм складає програмно-математичне забезпечення (ПМЗ), що включає підсистеми різного функціонального призначення.

Аналіз публікацій [1, 2] по розробці та впровадженню програмно-математичного забезпечення показав, що для вимірювання об'єктів зі складною просторовою поверхнею використовуються проблемно-орієнтовані системи програмування, аналогічні програмам для станків з ЧПК. Виконана на відповідній мові процесора програма вимірювання представляється на проміжній мові, на якій вона може відповідним постпроцесором переведена на мову безпосереднього програмування відповідної КВМ. Значне число теоретичних робіт [3, 4] присвячено проблемі створення ПМЗ для різних типів КВМ, що робить створення програмних компо-

нент інформаційно-керуючої системи вимірювання об'єктів і тематичних баз і банків даних актуальними.

На етапі інтелектуалізації більш широке впровадження отримали системи безпосереднього керування КВМ, що забезпечують максимальну швидкість, діалоговий режим обміну інформацією [5]. Автономні системи дозволяють підготовляти програми вимірювань без використання КВМ по кресленням деталей.

Важливою характеристикою системи ПМЗ координатно-вимірювальних машин є їх метрологічні можливості по вимірюванню геометричних розмірів деталей, що включає множину самостійних програм вимірювання окремих геометричних елементів з фіксованими комбінаціями елементарних поверхонь. Це обумовлює можливість виникнення ситуацій, які не можуть бути визначені завчасно. В таких ситуаціях необхідно, щоб система управління КВМ правильно прийняла рішення та оперативно керувала складною системою. Тому необхідно передбачити можливість успішної роботи всіх підсистем комплексу.

Особливість КВМ полягає в тому, що вона володіє розвинутою сенсорикою та засобами штучного інтелекту. Здібна до автоматичного вимірювання в рамках поставлених вимірювальних задач. В процесі роботи можливий обмін інформацією та узгоджена дія між підсистемами на різних рівнях діяльності.

Створені комп'ютерні системи нового покоління для високоточного контролю геометрії виробів складної форми з гнучким та швидким переходом на різні типи розмірів відхилення від форми та розташування поверхонь. Висока точність та швидкість вимірювань дозволяють забезпечити стовідсотковий контроль виробів з реєстрацією результатів в пам'яті комп'ютера. В залежності від призначення, обладнання КВМ та типів ПЕОМ існує велика кількість різних систем програмування, а найбільш поширеними є програмне забезпечення PowerSHAPE, PowerINSPECT фірми DELCAM, CATIA Version 5 Release 9.

Функціональна схема процесу виконання вимірювань геометричних розмірів на координатно-вимірювальних машинах в автоматичному режимі вимагає незалежності керуючо-обчислювальних програм від типу

операційної системи та виконання робіт по уніфікації її апаратної частини. Система реєстрації даних всіх вимірювальних підсистем використовує режим реального часу.

На протязі останніх років розроблені нові методики і необхідні програми повної математичної обробки результатів вимірювань.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Розробити апаратно-програмний керуючий комплекс на основі новітніх інформаційних технологій, оснащений системою програм по виконанню алгоритмів необхідних розрахунків координатних вимірювань, управління роботою КВМ та інших сервісних функцій, діагностування системи, підготовки допоміжних підсистем.

РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ

Методи програмування для КВМ аналогічні методам, що використовуються для станків з ЧПК. На сьогодні вимірювальний процес складних просторових об'єктів є достатньо організованим, проте його проходження, ефективність, точність, швидкодія дуже залежать від зовнішніх та внутрішніх дестабілізуючих впливів, в першу чергу від температури та вібрації.

Сучасний стан розробки програмно – математичного забезпечення для КВМ характеризується активним впровадженням фізичних і математичних методів, їх аналізу та інженерної багатопараметричної оптимізації, розвитком математичних моделей і елементами САПР. При цьому процес вимірювання складних просторових поверхонь проводиться на швидкісних ПЕОМ з використанням сучасних інформаційних технологій. Класифікаційна схема сучасних систем ПМЗ КВМ представлена на рис. 1.

Задача розробки апаратно-програмного комплексу для КВМ пов'язана із створенням програмних компонент для проведення процесу вимірювання в складі гнучких виробничих систем зміни основних параметрів (температури, вологості, вібрації).

Об'єктивними передумовами для створення і функціонування інтегрованої системи управління КВМ є розроблена функціональна структура програмного комплексу, що дозволяє вирішувати комплекс задач вимірювання геометричних розмірів об'єктів та інтелектуального програмного управління на рівні, що забезпечують високоточні вимірювання [5, 6].

У відповідності з прийнятим об'єктно-орієнтованим підходом розроблена структура інформаційно-керуючої системи в трьох ієрархічних рівнях, що представлена на рис. 2.

ПМЗ першого рівня реалізує попередню обробку інформації від датчиків і сигналів керування КВМ:

- діагностику та реєстрацію даних;
- перетворює інформацію від датчиків контролю нормальних умов вимірювання в реальному часі;
- контроль і часткове управління роботою КВМ.

Другий рівень прикладного ПМЗ виконує комплексну статистичну обробку інформації з урахуванням її контрольної операції, систему траєкторного керування вимірювальною головкою.

На цьому рівні використовується багатомірна статистична фільтрація – фільтр Калмана, що забезпечує оптимізацію по мінімуму середньоквадратичного відхилення вектора оцінок стану КВМ на основі апаратної інформації про його модуль стану та статистичні характеристики датчиків. На цьому рівні передбачена попередня фільтрація (стик) вхідної інформації про стан КВМ на основі даних оптимального фільтру.

ПМЗ третього рівня призначається для вирішення функціональних задач, що реалізують процес вимірювання геометричних розмірів об'єктів; управління модельними режимами, системи підготовки до вимірювання, включаючи засоби юстировки та вводу даних на другому рівні. На третьому рівні реалізується оптимізація режимів роботи КВМ, включаючи рухи координат X , Y , Z та щупів самокерованої вимірювальної головки, а також функціонування в цілому при виконанні умов, а саме:

- дистанційне керування;
- пари вимірне зображення;
- інформаційна сигналізація про аварійний режим.

Синтез таких систем проводиться методами використання математичних моделей, оптимальною оцінкою параметрів, експертних систем, лінійного і динамічного програмування, створенням підсистем штучного інтелекту, алгоритмів координації підсистем.

Методологічною основою для створення комп'ютерно-інтегрованої структури при керуванні КВМ є системний аналіз, що дає можливість виконати ряд взаємозв'язаних процедур.

В загальному вигляді під комп'ютерно-інтегрованим управлінням розуміють багаторівневу інтегровану систему, в якій виділяють ієрархічні рівні вимірювального процесу [7]. Компонентами такої структури є:

- центральна база даних і знань;
- підсистема підпрограм вводу, збору, реєстрації відліків, оперативного відображення та обробки інформації;
- підсистема моделювання процесом вимірювання та організації складних обчислень;
- підсистема оперативної пам'яті та розв'язання задач виводу команд керування лінійними двигунами;
- підсистема реєстрації параметрів вимірювальних процесів і розв'язання задач контролю та діагностики.



Рисунок 1 – Класифікаційна схема сучасних систем ПМЗ КВМ

Підготовка завдання на вимірювання геометричних розмірів полягає в тому, що спочатку проводяться вимірювання і по еталону-зразку калібрується датчик, визначається його місце знаходження у вимірювальному просторі та проводиться діагностування всіх підсистем.

З функціональної точки зору КВМ реалізує процес вимірювання у вигляді взаємодії матеріального, інформаційного та енергетичних процесів. Визначальним фактором підвищення ефективності функціонування апаратно-програмного комплексу є наявність масштабного

і реального часу, що адекватно відображають процеси вимірювання геометричних розмірів об'єктів.

Інформаційно-керуюча система відповідно до ієрархічної структури КВМ з елементами штучного інтелекту виконує основні функції:

- моделювання середовища та побудова безпечного маршруту по поверхні об'єкту вимірювання,
- програмування та оптимізація рухів виконуючих органів,
- створення єдиного інформаційного простору та інтегрованої адаптивної обробки інформації,

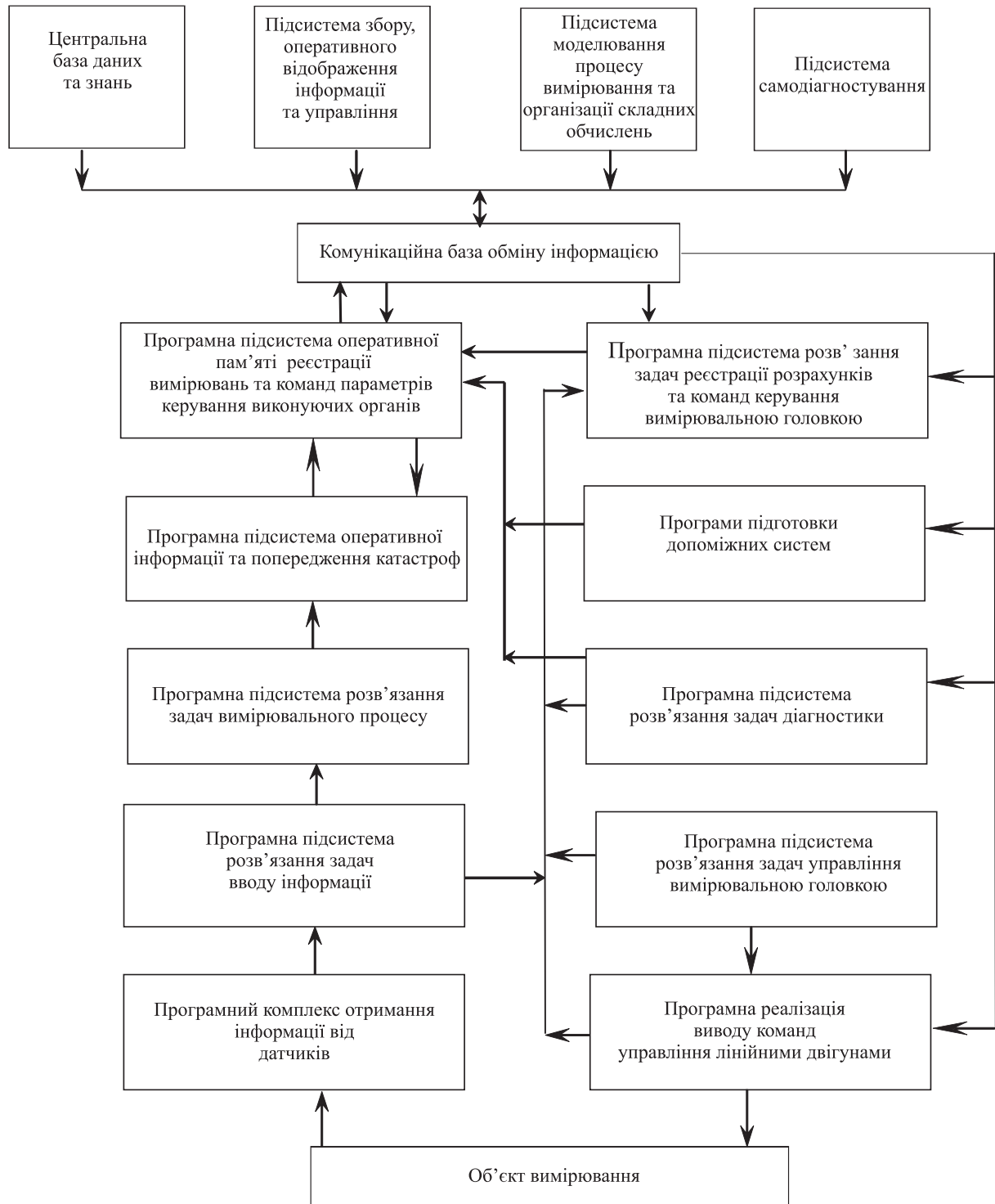


Рисунок 2 – Структура інформаційно-керуючої системи в трьох ієрархічних рівнях

- розробка високоточних методів траєкторного та оптимального керування в процесі вимірювання, в тому числі на режимах підвищеної маневреності та в екстремальних ситуаціях,
- розпізнавання та ідентифікацію об'єктів за допомогою комплексної обробки зображень вимірюваль-

них складних просторових поверхонь в тривимірному просторі та порівняння їх з еталонною поверхнею;
 – ефективного розподілу задач між процесорними та інтерфейсними модулями.

Кожна із програмних підсистем представляє собою інформаційно-керуючу підсистему, що складається із уп-

правляючого об'єкту та керуючого засобу, об'єднаною прямим та зворотним інформаційними зв'язками. Рівень такої системи відображає послідовні перетворення вхідної інформації (фізичної) КВМ в машину користувача.

Підсистема реєстрації та попередньої обробки даних забезпечує повну математичну обробку даних одночасно з реєстрацією, що забезпечує:

- уніфікований графічний інтерфейс користувача, надійність і простоту управління, можливість діагностичної реєстрації даних;

- засоби локального і дистанційного управління, візуального контролю стану КВМ та вимірювального процесу;

- уніфікований спосіб збереження даних, що поступають від підсистеми реєстрації, сумісність з форматами, прийнятими від інших метрологічних служб;

- автоматичне протоколювання інформації про дестабілізуючі фактори, що впливають на точність вимірювання, автоматичний аналіз якості даних;

- максимально можливу гнучкість програмного забезпечення відносно змін типів, конфігурацій КВМ.

При розробці програмно-математичного забезпечення опис методики вимірювання розподіляється на дві частини: перша – інваріантний до змін (базовий рівень програмно-математичного забезпечення) та другий – залежить від методики (драйверний), що виконує наступні операції:

- ініціалізацію (настройку) реєструючої, електронної частини у відповідності з розробленою структурою даних адреса апаратного обладнання та спосіб групування операцій управління потоком даних, склад та структура даних, що заносяться в пам'ять;

- управління засобами, що отримують вимірювальну інформацію;

- управління потоками даних в первинній пам'яті.

Програмне забезпечення третього рівня структури ієрархії виконано на мові Assembler.

При виконанні вимірювання деталей виділяються наступні задачі: попередня обробка (сортування, придатність, стиснення даних, візуалізація, вивід інформації на носії, математичні операції з масивами даних по заданій методиці формул).

Центральна база даних представляє собою набір даних: результатів вимірювань, типів датчиків, стандартних та оригінальних деталей, оптимальних процесів вимірювань, математичних методів обробки результатів вимірювання, енциклопедичний банк даних, бібліотеку прикладних підпрограм.

Підсистема реєстрації даних може бути виконана у вигляді універсальних базових програм, що є настройкою над драйвер ним програмним забезпеченням.

Для розгляду варіанта такої настройки введено поняття параметричної моделі КВМ, тобто списку параметрів, характерних для машини.

ВИСНОВКИ

Таким чином, використовуючи сучасні прикладні програми для інформаційно-керуючої системи в цілях організації інтелектуальної системи керування КВМ, можна розробити спеціальне програмне забезпечення по вдосконаленню вимірювальних процесів геометричних розмірів об'єктів, покращенню метрологічних характеристик, обробки результатів вимірювання та представлення їх у графічному вигляді для оператора-метролога.

Багаторівнева структура інформаційно-керуючої системи дозволяє реалізувати функцію розв'язання стратегічних та тактичних задач керування.

Прийняття рішення організовано на базі експертних систем, побудованих на принципах нейронних мереж. В цілях подальшого ефективного отримання інформації передбачається використання відеоінформаційних систем, що дозволяють забезпечити підвищену точність контролю стану вимірювання об'єктів.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Сососкин В. Л., Мартынов Г. М. Концепция числового программного управления мехатронными системами: архитектура систем PCNC // Мехатроника. – 2000. – № 1. – С. 9–14.
2. Чиковров Н. Г., Махмуров Б. Р. Система ЧПУ класса JCNC для управления обработкой сложнопрофильных деталей на многокоординатных станках // СТІН. – 2003. – № 3. – С. 1–16.
3. Гапшис А. А., Каспарайтис А. Ю., Модестов М. Б., Романуаскас З. А., Серков Н. А., Чудов В. А. Координатные измерительные машины и их применение – М.: Машиностроение, 1988. – 328 с.
4. Будгинас С. Ю., Романуаскас В. А., Техкунас Р. Ю. Система программирования для автоматизированных координатных измерительных машин // Станки и инструменты. – 1982. – № 3. – С. 15–17.
5. Поспелов Г. С. Искусственный интеллект – основа новой информационной технологии. – М.: Наука. – 1988. – 246 с.
6. Веронов А. А. Введение в динамику сложных управляющих систем. М.: Наука. – 1955. – 287 с.
7. Алехин Д. А., Буров Ю. Л., Лебедев Г. Н. и др. Новый тип обратных связей в интеллектуальной системе управления полетом. // Известия РАН. Теория и системы управления. – 1998. – № 4. – С. 34–37.

Надійшла 18.03.05
Після доробки 8.08.05

Представлена структурная схема информационно-управляющей системы в трех иерархических уровнях, которая позволяет разрабатывать специальное программное обеспечение по усовершенствованию измерительных процессов геометрических размеров объектов, улучшению метрологических характеристик, обработки результатов измерения и представления их в графическом виде для оператора-метролога.

In clause the block diagram of informational-managing system in three hierarchical levels is submitted which allows to develop special program maintenance on improvement of measuring processes of the geometrical sizes of objects, improvement of metrology characteristics, processing of results of measurement and representation them in a graphic kind for the operator-metrologer.

В. И. Дубровин

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Изложен опыт построения многомодульной программной системы для решения задач технической диагностики и математического моделирования. В системе реализованы эффективные математические методы для автоматизации наиболее трудоемких этапов обработки диагностической информации, позволяющие существенно снизить трудоемкость управления качеством изделий. Приведены экспериментальные результаты, свидетельствующие об эффективности и практической применимости разработанной автоматизированной системы.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Необходимость устранения не самих несоответствий, а их причин – и прежде всего потенциальных – всегда подчеркивалась в учениях родоначальников Total Quality Management Эдвардса Деминга, Джозефа Джурана, Каору Исикавы, Филиппа Кросби, Генети Тагути и др. Гораздо лучше – отыскать потенциальные проблемы как можно раньше и уничтожить в самом зародыше, прежде чем они могут создать реальные трудности. В связи с этим при управлении качеством в настоящее время акцент смещается с проверки продукции на диагностику производственных процессов.

Диагностика процессов и изделий является эффективным средством, позволяющим избавиться от такого серьезного недостатка, как высокий уровень дефектности отечественной продукции. Избавление от этого недостатка является необходимым условием и одним из первоочередных этапов при построении современных систем качества, соответствующих стандартам ISO 9000.

Можно сказать, что первым и фактически обязательным шагом при реализации систем качества является создание механизмов, способных стабильно обеспечивать достаточно низкий уровень дефектности изготавливаемой продукции (успех сопутствует программам качества, в основу которых заложен принцип недопустимости изначального установления какого-либо приемлемого уровня дефектности, кроме нулевого).

Необходимость реализации диагностических процедур в системах управления качеством связана также с изменением взгляда на систему взаимоотношений поставщиков и потребителей и, в частности, на систему гарантий. В основу этих взаимоотношений положен

информационный подход, в соответствии с которым защищается право потребителя на информацию о качестве.

Норма на качество при контрактных отношениях рассматривается как информация поставщика и при этом предусматривается, что поставщик поставляет триаду: продукцию, информацию о ее качестве и доказательства, подтверждающие достоверность этой информации.

Информация о качестве предусматривает не только данные о свойствах изделий, но и время и (или) наработки, в течение которых эти свойства сохраняются.

Основная проблемная ситуация заключается в противоречии между требуемыми достоверностью диагностических процедур и точностью построения математических моделей процессов и объектов и существующим уровнем теоретических и практических разработок в данной предметной области.

Одним из путей решения этого противоречия является разработка методологии построения диагностических процедур как части всеобщего управления качеством, реализующих снижение неопределенностей, вариаций и разбросов характеристик продукции и процессов.

Диагностические процедуры являются основой разработки интегрированных систем диагностики как неотъемлемой части систем управления качеством и систем управления предприятием.

В настоящей работе изложен опыт разработки автоматизированной системы (АС) «Диагностика», предназначенной для решения задач неразрушающего контроля качества, классификации и прогнозирования по признакам.

АС «ДИАГНОСТИКА»

АС «Диагностика» представляет собой комплекс программ, предназначенных для автоматизации отдельных этапов обработки диагностической информации, и включает в себя подсистемы:

- предобработки и визуализации данных [1];
- сокращения размерности данных [2];
- топологической диагностики;

- нейросетевой диагностики [3-5];
- обучения теории диагностики.

Все подсистемы АС «Диагностика» представляют собой самостоятельные программы и могут использоваться как по отдельности, так и совместно в любом сочетании. Это позволяет существенно экономить ресурсы компьютера, поскольку на каждом этапе диагностики может использоваться всего лишь одна из подсистем, а остальные можно не устанавливать.

При создании подсистем АС «Диагностика» использовались различные языки программирования и среды разработки интерфейса, однако все программы совместимы между собой по данным.

Исторически созданию АС «Диагностика» предшествовала работа по разработке программных средств, реализующих отдельные этапы обработки диагностической информации [3-5]. Большинство разработанных ранее программ также совместимы по данным с подсистемами АС «Диагностика» и могут работать совместно с ними.

Благодаря наличию в АС «Диагностика» специальных средств преобразования данных из различных форматов она может работать совместно с математическим пакетом MATLAB версии 5.0 (и выше) фирмы MathWorks Inc. (США), аппаратно-программным измерительным комплексом ПОС «Вояж» НПП «Мера» (Россия), а также теми пакетами, которые поддерживают хотя бы один из популярных форматов баз данных или текстовый формат.

ПРЕДОБРАБОТКА И ВИЗУАЛИЗАЦИЯ ДАННЫХ

Подсистема предобработки и визуализации данных АС «Диагностика» обеспечивает представление на экране монитора данных в трех видах:

- визуализация признаков экземпляров с однотипными упорядоченными признаками;
- визуализация признаков нескольких экземпляров с однотипными упорядоченными признаками;
- плоскостная визуализация признаков экземпляров с разнотипными признаками.

Исходя из этого, в программе были разработаны три модуля, которые отвечают за отображение разных типов графиков на диаграмме (рис. 1).

За визуализацию признаков экземпляров с однотипными упорядоченными признаками отвечает модуль поочередного отображения графиков. Визуализацию признаков нескольких экземпляров выполняет модуль отображения всех графиков. А плоскостную визуализацию признаков экземпляров с разнотипными признаками выполняет модуль отображения плоскостных графиков.

Также в программу входит подпрограмма очистки диаграммы, которая выполняет очистку диаграммы

при переходе от одного типа визуализации к другому. В модуль отображения плоскостных графиков входит подпрограмма подготовки данных для плоскостной визуализации, задача которой – создавать массив из необходимых признаков экземпляров.

Входной информацией для программы служат файлы баз данных. Для того, чтобы программный комплекс мог работать с файлами баз данных, необходимо наличие на ЭВМ установленной системы Borland Database Engine (Borland Database Engine), которая поддерживает высокопроизводительный 32-разрядный доступ к базам данных dBASE, Paradox: Sybase. Oracle, DB2, Microsoft SQL Server, Informix, InterBase и Local InterBase.

Функциональная схема программы представлена на рис. 2.



Рисунок 1 – Структура подсистемы предобработки и визуализации данных АС «Диагностика»

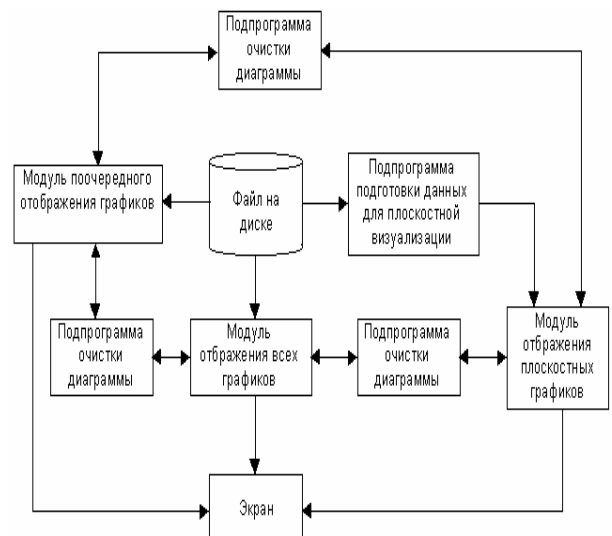


Рисунок 2 – Функциональная схема программы

При запуске программы до появления главного окна запускается диалоговое окно открытия файла базы данных. После выбора файла активизируется таблица, что дает возможность обращаться к ней для считывания или записи данных.

Команда «Открыть базу данных» в меню «Файл» выполняет подпрограмму очистки диаграммы и запускает диалоговое окно открытия файла базы данных.

Команда «Выход» в меню «Файл» закрывает таблицу и саму программу.

Модуль поочередного отображения графиков рисует график упорядоченных однотипных признаков для одного экземпляра на диаграмме.

Модуль отображения всех графиков работает также, как и модуль поочередного отображения графиков, только он на диаграмме одновременно отображает графики для всех экземпляров с однотипными упорядоченными признаками.

Модуль отображения плоскостных графиков и запускает подпрограмму очистки диаграммы.

Затем модуль создает новую таблицу и выполняет подпрограмму подготовки данных для плоскостной визуализации.

Подпрограмма подготовки данных для плоскостной визуализации проводит подготовку данных (на основе выбранных пользователем признаков заполняет таблицу, созданную модулем отображения плоскостных графиков).

Сразу после запуска программы появляется диалоговое окно «Открытие базы данных». В нем пользователь должен выбрать файл базы данных, с которым будет работать программа.

Выбрав файл базы данных, пользователь должен нажать кнопку «Открыть». После этого появится главное окно программы. В пункте меню «Визуализация признаков» пользователь может выбрать одну из трех представленных там команд, которая запустит соответствующий модуль отображения графиков.

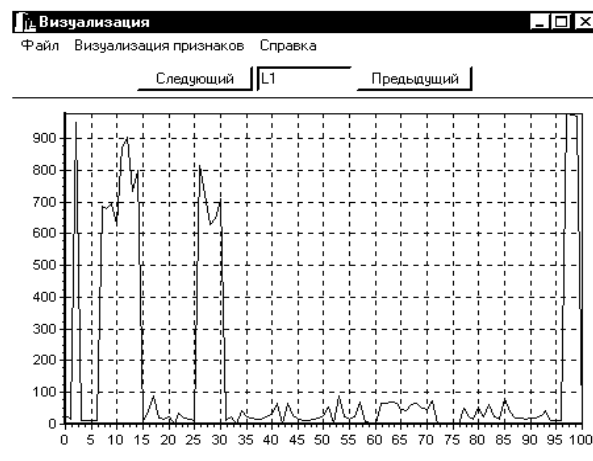
Если при запуске программы в диалоговом окне будет нажата кнопка «Отмена», то при выборе вида визуализации программа автоматически предложит открыть файл базы данных.

По окончании работы с программой пользователь должен выбрать команду «Выход» в пункте меню «Файл».

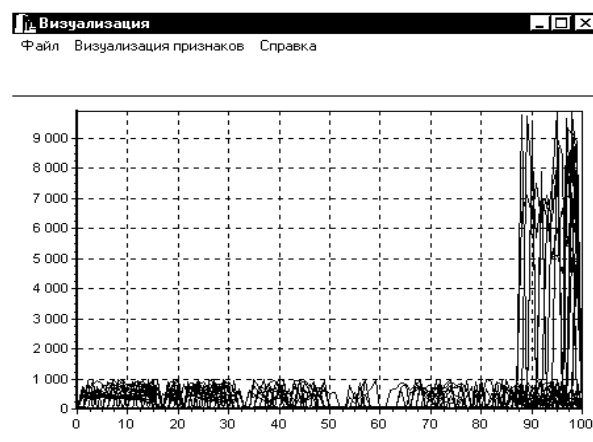
На рис. 3 изображены интерфейсные формы для различных видов визуализации данных [1].

СОКРАЩЕНИЕ РАЗМЕРНОСТИ ДАННЫХ

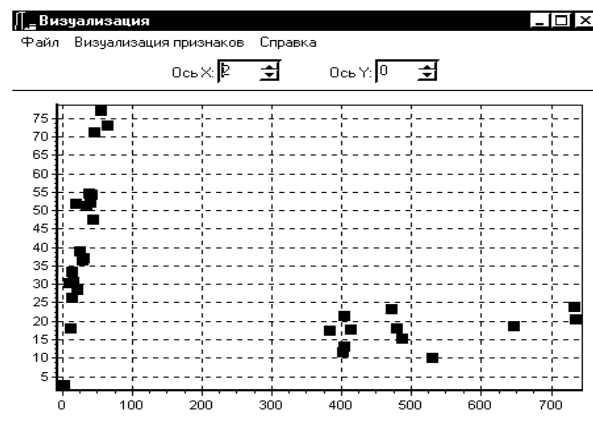
Подсистема сокращения размерности данных АС «Диагностика» содержит процедуры, реализующие методы оценки информативности и отбора признаков, а также алгоритм разбиения исходной выборки на обучающую и тестовую [2].



а)



б)



в)

Рисунок 3 – Интерфейсные формы:

- а – визуализация экземпляра с однотипными упорядоченными признаками;
- б – визуализация нескольких экземпляров с однотипными упорядоченными признаками;
- в – плоскостная визуализация признаков экземпляров

Структурная схема подсистемы представлена на рис. 4.

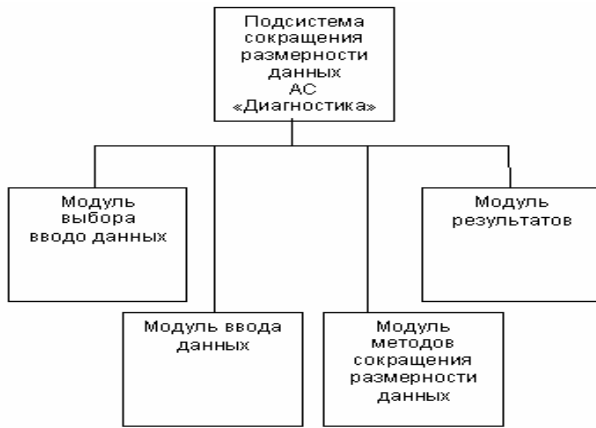


Рисунок 4 – Структура подсистемы сокращения размерности

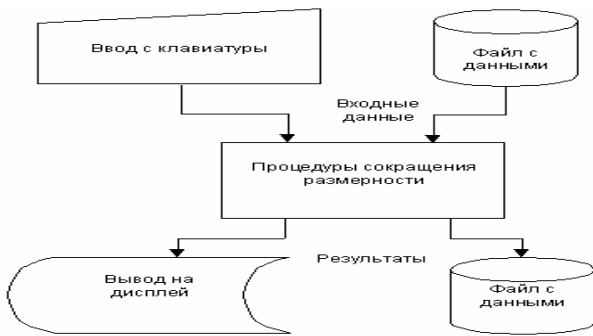


Рисунок 5 – Функциональная схема подсистемы сокращения размерности

Модули «Выбор ввода данных», «Ввод данных» и «Результаты» содержат средства организации пользовательского интерфейса.

Модуль «Методы сокращения размерности данных» содержит процедуры, реализующие алгоритмы оценки информативности и отбора признаков, а также алгоритм формирования обучающей и тестовой выборок.

Функциональная схема подсистемы показана на рис. 5.

ТОПОЛОГИЧЕСКАЯ ДИАГНОСТИКА

Подсистема топологической диагностики АС «Диагностика» реализует методы потенциальных функций и метрической классификации.

Структура программы показана на рис. 6.

Модуль обучения предназначен для выполнения процесса обучения по выборке данных. Он ориентирует всю программу на определенный объект системы при помощи расчета координат центров каждого класса и сохраняет во временный файл Temp.ini.



Рисунок 6 – Структура подсистемы топологической диагностики

Модуль распознавания предназначен для классификации экземпляров выборки. Он находит расстояния от экземпляров выборки до центров каждого класса и значения суммарных потенциалов для них (используя сохраненные координаты центров классов во временном файле).

Модуль отчета предназначен для формирования отчетов. Полученные результаты этот модуль может сохранить в файл или вывести на печать – по желанию пользователя.

Функциональная схема подсистемы представлена на рис. 7.

Данные представляют собой выборку, которая поступает в главную программу подсистемы. В результате обучения формируются координаты центров сосредоточения экземпляров обучающей выборки. Эти данные сохраняются во временный файл и используются в дальнейшем при распознавании. После этого результаты диагностики формируются в отчеты и сохраняются на диске в виде файлов или выводятся на печать.

Пользовательский интерфейс реализован с учетом эргономических требований посредством экранных форм, созданных в среде Delphi. Главная экранная форма представлена на рис. 8.

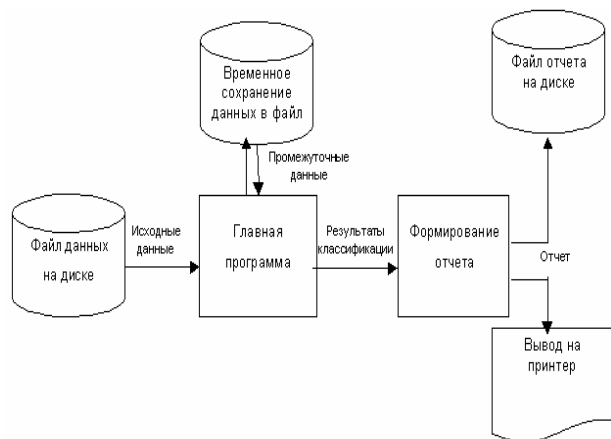


Рисунок 7 – Функциональная схема подсистемы топологической диагностики

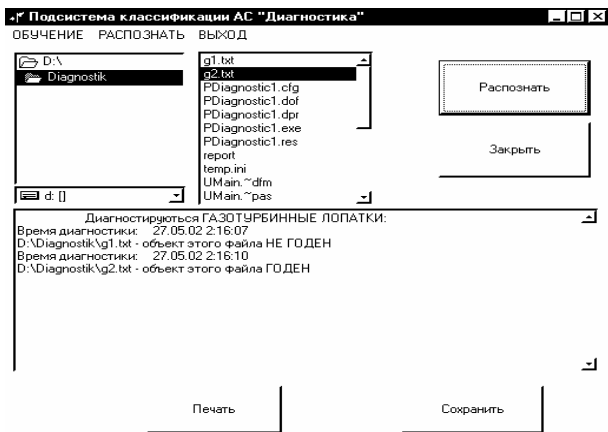


Рисунок 8 – Главная экранная форма (процесс распознавания экземпляров)

Главное меню программы Diagnostic.exe содержит следующие пункты:

ОБУЧЕНИЕ – выполняет процедуру, соответствующую названию. При помощи удобного и доступного интерфейса выбирается файл для обучения данной выборки. Этот файл должен быть сформирован заранее и содержать данные классов с их признаками.

РАСПОЗНАНИЕ – выполняет процесс диагностики объектов. При помощи удобного и доступного интерфейса выбирается файл для распознавания. Этот файл должен содержать набор признаков, по которым и будет сделан вывод о пригодности экземпляра. Результат тут же отобразится на экране и может быть сохранен в файл или же выведен на печать.

ВЫХОД – осуществляет выход из программы.

НЕЙРОСЕТЕВАЯ ДИАГНОСТИКА

Подсистема нейросетевой диагностики АС «Диагностика» состоит из 5 модулей. Структура подсистемы показана на рис. 9.

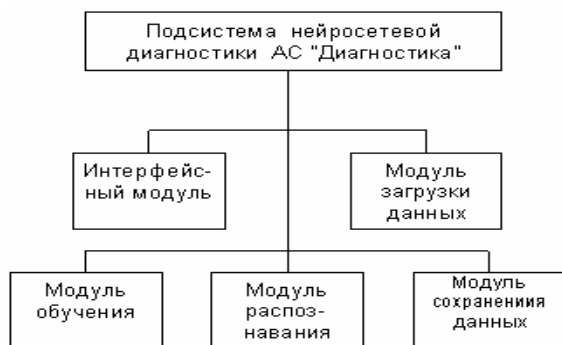


Рисунок 9 – Структура подсистемы нейросетевой диагностики

Интерфейсный модуль представляет собой набор процедур для работы пользователя с экранными формами. Модуль обучения производит построение и обучение нейросетевой модели [3–5].

Модуль распознавания проводит расчет прогнозируемых параметров по обученной нейросетевой модели.

Модуль сохранения данных сохраняет полученные данные в текстовом файле, а модуль загрузки данных в свою очередь – загружает.

Работа пользователя с программой осуществляется в интерактивном режиме, с использованием многоуровневого меню. Каждый пункт меню объединяет определенный набор функций, которые реализуют общую задачу.

ОБУЧЕНИЕ МЕТОДАМ ДИАГНОСТИКИ

Подсистема обучения методам диагностики сочетает в себе электронный учебник по технической диагностике, средства тестирования знаний и электронный справочник по методам, реализованным в АС «Диагностика» и ее подсистемах.

Подсистема представляет собой универсальное средство для построения обучающих систем, поскольку она без переделки может быть настроена пользователем на различные предметные области, а также предусматривает легкое дополнение и модификацию содержащегося материала.

Учебный материал представляется в виде кадров (небольших порций информации), которые хранятся в виде файлов в формате Microsoft Word 97 для Windows. Это позволяет легко редактировать и дополнять информацию, а также за счет средств пакета MS Office включать внутрь учебного материала не только текст, но и формулы, рисунки, графики, таблицы, звуковые и видео-объекты, а также объекты других приложений.

ЭКСПЕРИМЕНТЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ

Разработанная АС использовалась для решения различных задач диагностики и прогнозирования. В частности, АС «Диагностика» использовалась для решения задач управления качеством деталей авиадвигателей, поскольку требования к надежности и качеству изделий, предъявляемые в моторостроении, являются довольно высокими [6].

На основе разработанных подсистем решались задачи: классификации лопаток газотурбинных авиадвигателей по спектрам свободных затухающих колебаний после ударного возбуждения (данные измерялись с помощью комплекса ПОС «Вояж» НПП «Мера» на ОАО «Мотор Сич»); отбора признаков для построения математической модели качества лопаток турбины;

прогнозирования коэффициента упрочнения деталей авиадвигателей.

В целом АС «Диагностика» по результатам проведенных экспериментов зарекомендовала себя как эффективное и нетребовательное к ресурсам ЭВМ программное средство диагностики.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дубровин В. И., Субботин С. А. Когнитивный анализ и отбор информативных признаков при решении задач неразрушающей диагностики лопаток ГТД // Нові матеріали і технології в металургії та машинобудуванні. – 2000. – № 2. – С. 91–97.
2. Дубровин В. И. Методы сокращения объема данных // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2004. – № 2. – С. 78–83.
3. Дубровин В. И. Модуль диагностики в системе управления качеством // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2005. – № 1. – С. 123–125.
4. Дубровин В. И., Субботин С. А. Подсистема нейросетевой диагностики // Нейроінформатика і її приложення: Матеріали VIII Всеросійського семінара 6–8 октября 2000 года, Красноярск / Под общей ред. А. Н. Горбаня; Отв. за вып. Г. М. Цыбульский. – Красноярск: ИПЦ КГТУ, 2000. – С. 63–64.
5. Дубровин В. И., Субботин С. А. Нейросетевая подсистема диагностического программного комплекса // Ней-

рокомпьютеры: разработка и применение. – 2001. – № 2. – С. 55–62.

6. Интеллектуальные средства диагностики и прогнозирования надежности авиадвигателей: Монография / В. И. Дубровин, С. А. Субботин, А. В. Богуслаев, В. К. Яценко. – Запорожье: ОАО «Мотор Сич», 2003. – 279 с.

Надійшла 16.09.05

Викладено досвід побудови багатомодульної програмної системи для вирішення задач технічної діагностики і математичного моделювання. У системі реалізовані ефективні математичні методи для автоматизації найбільш трудомістких етапів обробки діагностичної інформації, що дозволяють істотно знизити трудомісткість керування якістю виробів. Приведено експериментальні результати, що свідчать про ефективність і практичну застосовність розробленої автоматизованої системи.

The experience of construction of multimodular program system for the decision of technical diagnostics and mathematical modeling tasks is presented. The effective mathematical methods for automation of the most labour-consuming stages of processing of the diagnostic information are realized in the system. It allowing essential to lower labour input of quality management of products. The experimental results showing efficiency and practical applicability of developed automated system are given.

УДК 519.816

Н. М. Кораблев, С. Г. Удовенко, Альзин Фирас

СОГЛАСОВАНИЕ И КОРРЕКЦИЯ ЭКСПЕРТНЫХ ОЦЕНОК В СИСТЕМАХ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ В УСЛОВИЯХ НЕЧЕТКОЙ ИСХОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ

В статье рассматривается использование метода собственнoго вектора для определения степени согласованности экспертных оценок, представленных в виде матрицы парных сравнений факторов, и предлагается способ коррекции экспертных оценок, улучшающий их согласование и позволяющий установить более четкие приоритеты факторов.

ВВЕДЕНИЕ

Использование экспертных оценок является одним из наиболее важных подходов к решению слабо структурированных и плохо формализованных задач [1, 2, 3]. Выбор наилучшего варианта в нечетких задачах усложняется отсутствием формализованной связи между объектами и их признаками, а также недостаточной объективной информацией о значениях исходных данных, часто носящих только качественные оценки. Вследствие этого недостаток объективной информации

восполняется субъективной оценкой характеристик, данной экспертом на основе его опыта, знаний, интуиции. Оценка эксперта всегда связана с неопределенностью в силу своей субъективности, что в дальнейшем влияет на нечеткость принимаемых решений.

Рациональное использование информации, получаемой от экспертов, возможно при условии преобразования ее в форму, удобную для дальнейшего анализа, направленного на подготовку и принятие решений. Формализация информации, полученной от экспертов, должна быть направлена на подготовку решения задач, которые не могут быть в полной мере описаны математически, поскольку являются «слабо структурированными», т. е. содержат неопределенности, связанные не только с измерением, но и с самим характером исследуемых целей, средств их достижения и внешних условий. Формализовать информацию необходимо так, чтобы помочь лицу, принимающему

© Кораблев Н. М., Удовенко С. Г., Фирас Альзин, 2005

решение, выбрать из множества действий одно (или несколько), наиболее предпочтительное в отношении некоторого критерия [4].

Исследуемые объекты можно опознавать или различать на основе признаков или факторов. Уровень одних факторов может быть выражен количественно (амперы, миллиамперы, часы, минуты и т. д.), уровень других нельзя точно выразить с помощью числа, они являются качественными. Часто оказывается, что факторы, определяющие конечные результаты, не поддаются непосредственному измерению.

Принятие решений в большинстве случаев сводится к задаче выбора на множестве альтернатив. Исходными данными задачи являются субъективные экспертные оценки, представленные в виде отношений предпочтения сравниваемых вариантов выбора (альтернатив). Эти оценки могут быть согласованными или несогласованными. В последнем случае необходимо согласовать оценки, иначе это может привести к неточным выводам. Отсутствие же возможности проверки согласованности экспертных оценок и, как следствие, невозможность коррекции исходных данных, могут приводить к серьезным ошибкам при решении задач оптимизации, в частности, задач ранжирования и классификации.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В [5] задача согласования субъективных измерений решается следующим образом. Вводится допустимый предел значения показателя отношения согласованности (ОС), при превышении которого матрица парных сравнений (МПС) декомпозируется на матрицы меньшей размерности, для которых определяется значение ОС. Декомпозиция осуществляется путем вычеркивания столбца и строки одинакового индекса матрицы более высшего уровня, для которой ОС превышает заданный предел. Построенная таким образом иерархия матриц позволяет построить соответствующий граф матриц отношений предпочтения, где каждая вершина подграфа ассоциируется с матрицей и характеризуется отношением согласованности субъективных оценок, расположенных в этой матрице. При этом разветвление вершин производится только при условии: $ОС < ОС_{доп}$. На каждом уровне иерархии матрицы сравниваются по показателю ОС, выделяются две матрицы с максимальным значением ОС, определяются одинаковые оценки в этих матрицах и получают новые значения оценок по взаимозависимым оценкам, расположенным в матрице, имеющей максимальное значение ОС.

Однако предложенная методика имеет ряд недостатков. Во-первых, при большой размерности исходной МПС и значительном превышении ОС требуемого уровня, граф, отражающий иерархию вложенных мат-

риц, становится громоздким. Во-вторых, при определении нового значения оценки области, имеющей максимальное значение ОС, можно использовать значения смежных элементов только одной матрицы без учета значений смежных элементов других матриц, содержащих эту область. В-третьих, метод позволяет корректировать субъективные оценки, несогласованность которых не превышает 40 %, что является существенным ограничением.

В настоящей работе предлагается подход, позволяющий корректировать значения относительных приоритетов признаков, получая при этом приемлемое значение отношения согласованности.

В задачах с нечетко описанными исходными данными результаты сравнений признаков объектов, производимых с помощью шкалы сравнений, выражают субъективное мнение экспертов, представленное в виде обратно симметричной матрицы парных сравнений:

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{pmatrix},$$

в которой $a_{ij} = \frac{1}{a_{ji}}$, $a_{ij} = \frac{\mu_W(\omega_i)}{\mu_W(\omega_j)}$, $i = \overline{1, n}$; $\mu_W(\omega_i)$ – функция принадлежности признака ω_i нечеткому множеству W , n – количество признаков [7].

В силу этого согласованность матрицы $A = (a_{ij})_{n \times n}$, определяемая в виде условия $a_{ij} = a_{ik} \cdot a_{kj}$, может быть нарушена и значения элементов ее собственного вектора $\bar{U} = \{\mu_W(\omega_i)\}$, $i = \overline{1, n}$ будут характеризоваться лишь приближенными числовыми значениями. Тогда и значения функции принадлежности признаков ω_i нечеткому множеству W , $\mu_W(\omega_i)$ также будут приближенными. Возникает проблема определения степени несогласованности оценок эксперта при нарушении условия $a_{ij} = a_{ik} \cdot a_{kj}$ и учета величины этой несогласованности при коррекции оценок. Для определения меры согласованности составленной экспертом матрицы $A = (a_{ij})_{n \times n}$ используется вывод о том, что если матрица A согласованная, то наибольшее ее собственное значение λ равняется порядку матрицы n , а остальные значения λ равняются нулю [7].

В качестве меры оценки несогласованности исходных субъективных оценок используем значение отношения согласованности. Если $ОС = 0$, то все оценки согласованы, если $ОС \neq 0$, то не согласованы. Чем больше значение ОС, тем менее согласованы экспертные оценки.

Так как λ_{max} должно быть близким к n , то для определения меры согласованности матрицы A , составленной экспертом, следует найти ее наибольшее соб-

ственное значение λ_{\max} и сравнить его с порядком матрицы $A = (a_{ij})_{n \times n}$. Если результат сравнения превышает заданный порог согласованности, то необходимо скорректировать исходные субъективные оценки a_{ij} и вновь проверить отношение согласованности ОС преобразованной матрицы $A = (a_{ij})_{n \times n}$. Эта процедура повторяется до тех пор, пока не будет получено приемлемое значение ОС.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАИБОЛЬШЕГО СОБСТВЕННОГО ЗНАЧЕНИЯ λ_{\max} МАТРИЦЫ ПАРНЫХ СРАВНЕНИЙ

Рассмотрим способ нахождения наибольшего собственного значения λ_{\max} матрицы $A = (a_{ij})_{n \times n}$, составленной экспертом, при относительном сравнении значимости признаков

$$a_{ij} = \frac{\mu_{W(\omega_i)}}{\mu_{W(\omega_j)}}, i = \overline{1, n}.$$

Матричное уравнение

$$A \cdot \bar{U} = \lambda_{\max} \bar{U} \quad (1)$$

представим в виде системы n уравнений при условии нормирования собственного вектора $\bar{U} = \{\mu_{W(\omega_i)}\}$, $i = \overline{1, n}$ матрицы A [8]:

$$\begin{cases} a_{11}\mu_{W(\omega_1)} + a_{12}\mu_{W(\omega_2)} + \dots + a_{1n}\mu_{W(\omega_n)} = \lambda_{\max}\mu_{W(\omega_1)}, \\ a_{21}\mu_{W(\omega_1)} + a_{22}\mu_{W(\omega_2)} + \dots + a_{2n}\mu_{W(\omega_n)} = \lambda_{\max}\mu_{W(\omega_2)}, \\ \vdots \\ a_{n1}\mu_{W(\omega_1)} + a_{n2}\mu_{W(\omega_2)} + \dots + a_{nn}\mu_{W(\omega_n)} = \lambda_{\max}\mu_{W(\omega_n)}, \\ \sum_{i=1}^n \mu_{W(\omega_i)} = 1. \end{cases} \quad (2)$$

Сумма левых и правых частей уравнений системы (2) дает результат:

$$\begin{aligned} & \mu_{W(\omega_1)} \cdot (a_{11} + a_{12} + \dots + a_{1n}) + \\ & + \mu_{W(\omega_2)} \cdot (a_{21} + a_{22} + \dots + a_{2n}) + \\ & + \mu_{W(\omega_n)} \cdot (a_{n1} + a_{n2} + \dots + a_{nn}) = \\ & = \lambda_{\max} (\mu_{W(\omega_1)} + \mu_{W(\omega_2)} + \dots + \mu_{W(\omega_n)}). \end{aligned} \quad (3)$$

Так как собственный вектор $\bar{U} = \{\mu_{W(\omega_i)}\}$, $i = \overline{1, n}$ матрицы A нормализован:

$$\sum_{i=1}^n \mu_{W(\omega_i)} = 1,$$

то

$$\lambda_{\max} = \mu_{W(\omega_1)} \sum_{i=1}^n a_i + \mu_{W(\omega_2)} \sum_{i=1}^n a_i + \dots + \mu_{W(\omega_n)} \sum_{i=1}^n a_i,$$

или

$$\lambda_{\max} = \sum_{i=1}^n \mu_{W(\omega_i)} \cdot \sum_{i=1}^n a_{ij}. \quad (4)$$

Таким образом, для получения λ_{\max} следует просуммировать каждый столбец матрицы $A = (a_{ij})_{n \times n}$ и умножить найденную сумму на соответствующий этому столбцу элемент $\mu_{W(\omega_j)}$ собственного вектора $\bar{U} = \{\mu_{W(\omega_j)}\}$, $\bar{U} = \{\mu_{W(\omega_j)}\}$, а затем полученные произведения сложить.

Решения матричного уравнения (1) относительно элементов собственного вектора $\bar{U} = \{\mu_{W(\omega_i)}\}$, $i = \overline{1, n}$ будут выражать приближенные оценки факторов, а не их веса. Их значения можно находить одним из приближенных способов определения собственных векторов матрицы по формуле:

$$\mu_{W(\omega_i)} = \frac{\sqrt[n]{\prod_{j=1}^n a_{ij}}}{\sum_{i=1}^n \sqrt[n]{\prod_{j=1}^n a_{ij}}}. \quad (5)$$

Итак, в общем случае, имея матрицу субъективных относительных сравнений значимости признаков $A = (a_{ij})_{n \times n}$, можно получить лишь приближенные оценки приоритетов признаков $\mu_{W(\omega_i)}$, что отразится и на значениях λ_{\max} .

Однако для обратно симметричной матрицы A имеет место устойчивое решение собственных значений λ , поэтому при незначительных изменениях элементов матрицы A собственное значение λ также изменяется незначительно [9]. Отсюда следует, что при малых изменениях $a_{ij} = \frac{\mu_{W(\omega_i)}}{\mu_{W(\omega_j)}}$ наибольшее собственное значение λ_{\max} остается близким к n , а остальные собственные значения будут близкими к нулю. Таким образом, можно провести анализ согласованности матрицы $A = (a_{ij})_{n \times n}$ с помощью собственного значения λ_{\max} . Для этого определяется отклонение λ_{\max} от n , при этом за меру отклонения принимается величина:

$$\Delta = \lambda_{\max} - n, \quad (6)$$

но так как для обратно симметричной матрицы $\lambda_{\max} \geq n$, то $\Delta \geq 0$ [5, 6]. В случае согласованной матрицы отклонение Δ равно нулю. Среднее отклонение матрицы A от согласованной матрицы, приходящееся на $(n-1)$ экспертных сравнений n объектов друг с другом, определяется по формуле:

$$\bar{\Delta} = \frac{\lambda_{\max} - n}{n - 1}, \quad (7)$$

где $\bar{\Delta}$ – индекс согласованности, или среднее отклонение матрицы A от согласованной матрицы.

Это среднее отклонение сравнивается с величиной, которая получилась бы при случайном выборе количественных суждений из шкалы (1/9, 1/8, ..., 1, 2, ..., 9) [1]. Среднее отклонение согласованности $\bar{\Delta}$, сгенерированной случайным образом по шкале от 1 до 9 для обратно симметричной матрицы с соответствующими обратными величинами элементов, назовем случайным индексом (СИ). Для каждого из значений порядка n матрицы парных сравнений в [7] определены значения СИ. Если разделить среднее отклонение матрицы $\bar{\Delta}$ на число, соответствующее СИ матрицы того же порядка, получаем отношение согласованности в виде:

$$OC = \frac{\bar{\Delta}}{СИ} = \frac{\lambda_{\max} - n}{(n-1)СИ} \quad (8)$$

Величина ОС должна быть не более 10 %, чтобы быть приемлемой, т. е. чтобы составленная экспертом матрица была близка к согласованной [7, 8]. Если окажется, что $OC > 10\%$, тогда эксперту предлагается пересмотреть свои относительные оценки a_{ij} или следует применить коррекцию оценок важности признаков методом итерации.

КОРРЕКЦИЯ ЭКСПЕРТНЫХ ОЦЕНОК

Сущность предлагаемого метода коррекции состоит в следующем. Для каждой i -й строки матрицы $A = (a_{ij})_{n \times n}$ вычисляется сумма квадратов разностей отношения оценок факторов, предложенных экспертом a_{ij} , и отношения полученных приоритетов этих факторов в соответствии с формулой (5) $\frac{\mu_W(\omega_i)}{\mu_W(\omega_j)}$, т. е.

$$S_i = \sum_{j=1}^n \left(a_{ij} - \frac{\mu_W(\omega_i)}{\mu_W(\omega_j)} \right)^2, \quad i = \overline{1, n}. \quad (9)$$

В i -й строке с максимальным значением S_i , при $i = \text{const}$, экспертные оценки a_{ij} заменяются отношениями найденных по формуле (5) компонент собственного вектора $\bar{U} = (\mu_W(\omega_i))$, т. е. $a_{ij}^* = \frac{\mu_W(\omega_i)}{\mu_W(\omega_j)}$, $i = \overline{1, n}$. Тогда для обеспечения непротиворечивости признаков следует изменить оценки в соответствующем j -м столбце, учитывая, что $a_{ij}^* = \frac{1}{a_{ji}^*}$ при $j = \text{const}$, $\forall i = \overline{1, n}$.

Для полученной матрицы $A^* = (a_{ij}^*)_{n \times n}$ с новыми элементами в i -й строке и j -м столбце вычисляется по (5) собственный вектор $\bar{U}^* = (\mu_W^*(\omega_i))$, по (4) наибольшее собственное значение λ_{\max}^* и по (8) отношение согласованности ОС. Если окажется, что для полученной

матрицы A^* значение $OC > 10\%$, то описанная процедура коррекции повторяется до тех пор, пока не будет получено значение ОС 10 %.

ПРИМЕР ОЦЕНКИ СОГЛАСОВАННОСТИ И КОРРЕКЦИИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

В качестве примера рассмотрим экспертные данные процедуры лечения зубов с помощью электрофореза, в которой основными признаками (факторами), определяющими процедуру лечения, являются следующие: 1 – «величина тока», 2 – «продолжительность процедуры», 3 – «количество процедур», 4 – «периодичность процедур», 5 – «концентрация раствора».

Рассмотрим исходную матрицу A сравнительных парных оценок приоритетов признаков (факторов), данных экспертом, представленную в таблице 1.

Таблица 1 – Матрица сравнительных парных оценок признаков

	Признак 1	Признак 2	Признак 3	Признак 4	Признак 5	Приоритеты
Признак 1	1	0,5	0,25	2	2	0,144
Признак 2	2	1	1/3	4	1/3	0,161
Признак 3	4	3	1	5	2	0,430
Признак 4	0,5	0,25	0,2	1	0,25	0,059
Признак 5	0,5	3	0,5	4	1	0,206

Каждый элемент матрицы $A = (a_{ij})_{5 \times 5}$ выражает субъективную оценку эксперта отношения приоритетов ω_i – факторов по сравнению с приоритетами ω_j – факторов. Требуется по указанным экспертом относительным значениям $a_{ij} = \frac{\mu_W(\omega_i)}{\mu_W(\omega_j)}$, $i, j = \overline{1, 5}$ определить абсолютные оценки приоритетов факторов ω_i , ω_j , т. е. определить степень принадлежности i -го фактора нечеткому множеству, определить меру согласованности исходной матрицы и при необходимости скорректировать ее.

Оценки абсолютных приоритетов для сравниваемых факторов, вычисленные в соответствии с выражением (5) и представленные в таблице 1, соответственно равны:

$$\mu_W(\omega_1) \approx 0,144, \quad \mu_W(\omega_2) \approx 0,161, \quad \mu_W(\omega_3) \approx 0,430, \\ \mu_W(\omega_4) \approx 0,059, \quad \mu_W(\omega_5) \approx 0,206.$$

Видно, что согласно экспертных данных наибольший приоритет имеет фактор 3 – «количество процедур», а наименьший – фактор 4 – «периодичность процедур».

Определим меру относительной согласованности в соответствии с выражением (7), в котором при $n = 5$ случайный индекс СИ = 1,12. Значение ОС $\approx 0,107 > 10 \%$, полученное для данных, представленных в таблице 1, свидетельствует о несогласованности экспертных оценок и необходимости или повторного опроса эксперта с уточнением определенных вопросов, или использования математических способов коррекции исходных субъективных экспертных оценок.

Действительно, анализ исходной матрицы экспертных оценок показывает, что имеет место замкнутый цикл относительных приоритетов между 1-м, 2-м и 5-м признаками, приводящий к несогласованности матрицы [5].

В результате коррекции оценок предлагаемым способом на первом шаге значение ОС $\approx 0,0936$ становится меньше 10 %, что свидетельствует об улучшении согласованности полученных новых оценок. При этом абсолютные приоритеты факторов приняли значения, приведенные в таблице 2, и ранги факторов сохранились.

Однако полученное отношение согласованности близко к граничному значению и замкнутый цикл сохранился. Поэтому выполним второй шаг коррекции, результаты которого приведены в таблице 3.

Таблица 2 – Скорректированные значения приоритетов признаков после первого шага коррекции

	Признак 1	Признак 2	Признак 3	Признак 4	Признак 5	Приоритеты
Признак 1	1	0,5	0,334	2	2	0,151
Признак 2	2	1	0,373	4	1/3	0,164
Признак 3	2,99	2,68	1	7,19	2,09	0,428
Признак 4	0,5	0,25	0,139	1	0,25	0,055
Признак 5	0,5	3	0,478	4	1	0,202

Таблица 3 – Скорректированные значения приоритетов признаков после второго шага коррекции

	Признак 1	Признак 2	Признак 3	Признак 4	Признак 5	Приоритеты
Признак 1	1	0,5	0,334	2	0,747	0,123
Признак 2	2	1	0,373	4	0,808	0,194
Признак 3	2,99	2,68	1	7,19	2,11	0,425
Признак 4	0,5	0,25	0,139	1	0,273	0,057
Признак 5	1,34	1,24	0,478	3,66	1	0,201

После второго шага ранги факторов не изменились, но существенно изменилось отношение согласованности (0,983 %), которое указывает на высокую степень согласованности скорректированных экспертных оце-

нок. При этом по отношению к исходной таблице экспертных оценок изменился относительный приоритет 1-го признака над 5-м на противоположный (значение исходной экспертной оценки $a_{15} = 2$ изменилось на $a_{15} = 0,747$), что привело к исчезновению замкнутого цикла.

Таким образом, скорректированные значения приоритетов позволяют провести более четкую градацию при определении приоритетов сравниваемых факторов.

ВЫВОДЫ

Использование элементов теории нечетких множеств позволяет при решении слабо структурированных и плохо формализованных задач формализовать субъективную информацию, полученную в виде нечетких качественных оценок и высказываний профессионального языка эксперта, что особенно важно при отсутствии статистических данных и результатов физических измерений, и определить приоритеты сравниваемых признаков. Предложенный метод коррекции позволяет улучшить согласование экспертных оценок и установить более четкие приоритеты сравниваемых признаков.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Андрейчиков А. В., Андрейчикова О. Н. Интеллектуальные информационные системы. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 424 с.
2. Ярушкина Н. Г. Основы теории нечетких и гибридных систем. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 320 с.
3. Ларичев О. И. Теория и методы принятия решений. – М.: Логос, 2002. – 400 с.
4. Борисов А. Н., Крумберг О. А., Федоров И. П. Принятие решений на основе нечетких моделей. – Рига: Зинатне, 1990. – 184 с.
5. Харитонов Е. В. Теоретическое обобщение и развитие методов принятия решений в условиях неопределенности функционирования организационно-технических систем управления. – Смоленск: 1999. – 277 с.
6. Бакусов А. М., Шашков А. Н. Метод согласования субъективных измерений в матрицах парных сравнений // Вопросы управления и проектирования в информационных и кибернетических системах. – Уфа: УГАТУ, 2000. – С. 26–37.
7. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. – М.: Радио и связь, 1993. – 315 с.
8. Саати Т., Кернс К. Аналитическое планирование. – М.: Радио и связь, 1991. – 224 с.
9. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. – М.: Наука, 1988. – 548 с.

Надійшла 24.02.05
Після доробки 27.10.05

У статті розглядається використання метода власного вектора для визначення ступеня узгодженості експертних оцінок, поданих у вигляді матриці парних порівнянь факторів, та пропонується спосіб корекції експертних оцінок, який покращує їх узгодженість та дозволяє встановити більш чіткі пріоритети факторів.

In this article we present the method of own vector for estimate the degree of coordination of expert's estimates, which present by matrix of pair coordination, and we present the way for correction and better coordination these expert's estimations, which gives more correct priority vectors.

М. А. Литвиненко, З. А. Никонова, О. Ю. Небеснюк

К ВОПРОСАМ ДИАГНОСТИЧЕСКИХ ЭКСПЕРТНЫХ СИСТЕМ В ОФТАЛЬМОЛОГИИ

Рассмотрены вопросы диагностики и терапии патологий органа зрения. Предложена экспертная система, которая позволяет установить предварительный диагноз и назначить лечение с учетом индивидуальных особенностей пациента.

Современное состояние диагностики, лечения и профилактики в офтальмологии имеет множество направлений для решения тех или иных задач. В связи с этим усложняется выбор наиболее верного пути для получения эффективного результата при лечении заболевания.

Глаз, своеобразное «окно в мозг», важнейшая составная часть так называемой оптико-вегетативной (ОВС), или фотоэнергетической (ФЭС), системы организма: глаз – гипоталамус – гипофиз. ОВС является самым коротким из всех известных путей, связывающих центральный регуляторный аппарат вегетативной нервной системы с окружающей средой, воспринимающим ее воздействие в виде лучистой энергии [1].

Глаз – орган многослойный, он состоит из глазного яблока и вспомогательных частей, стенки его состоят из трех оболочек.

По своему строению и функциям глаз можно сравнить с оптической системой, например, фотоаппарата. Изображение на сетчатке (аналог фотопленки) образуется в результате преломления световых лучей в системе линз, находящихся в глазу (роговица и хрусталик) (аналог объектива). Максимум ясного видения глаза находится в желто-зеленой части спектра 556 нм. Общее поле зрения глаза громадно, больше, чем у какого бы то ни было другого оптического прибора (125° по вертикали и 150° по горизонтали). Орган обеспечивает не только зрение, но и гармоничное развитие всех органов и систем организма. Благодаря стимулирующему действию света во внутренней среде вырабатываются гормоны целого ряда эндокринных желез гипофиза, надпочечников, щитовидной железы и др. [1].

Таким образом, глаз – это сложная до конца не изученная оптическая структура, уже только это усложняет процесс офтальмологической диагностики и терапии. Очевидно, что при работе с патологией зрения требуется комплексный многоступенчатый подход. Рассматривая этиологию заболевания, необходимо провести ряд обследований от первичного осмотра

(офтальмоскопии, биомикроскопии) до физических исследований (реография). Такая цепочка действий, несомненно, замедляет процесс установления диагноза, что чаще является негативом на практике. Другая сторона вопроса – обеспечение качества исследований (максимально точное определение физиологических параметров и их математическая обработка) и, наконец, возможность получения наибольшего объема информации, позволяющего видеть полную картину.

Современные и будущие успехи медицины во многом связаны с наиболее полным и рациональным использованием достижений физики, радиоэлектроники и компьютерной техники. Благодаря им появляются новые возможности в диагностике заболеваний и лечении больных с патологиями зрения, открываются широкие перспективы в получении важной научной информации, в разработке эффективных способов воздействия на глаз, его системы и структуры для восстановления и нарушения зрительных функций.

Записи регистрируемых электрофизиологических процессов, протекающих в глазах, несут разнообразную информацию о состоянии в целом. К настоящему моменту накоплен большой опыт клинической практики, позволяющий с высокой степенью точности сопоставлять некоторые патологические состояния глаза с определенными характеристиками записей электрофизиологических процессов. Необходимо отметить, что реакция глаза на различные значимые внешние воздействия, проявляющаяся в переходе его из одного физиологического состояния в другое в процессе адаптации, также находит отражение в изменении характеристик записей электрофизиологических процессов. Такая реакция может наблюдаться в процессе лечения больного как ответ на лечебное воздействие, а также при различных экстремальных воздействиях на здоровый орган. В последнем случае речь идет уже не столько о патологических состояниях организма, сколько о различных функциональных состояниях, являющихся промежуточными от нормы к патологии.

Целью многих исследований является выявление устойчивых отношений между функциональными состояниями и характеристиками записей электрофизиологических процессов. Наличие подобных отношений позволяет эффективно проследивать динамику измене-

ния состояний, прогнозировать появление особых функциональных или патологических состояний. Процесс обработки записей электрофизиологических процессов имеет многоступенчатый характер и заключается в последовательном выделении тех особых характеристик (информативных признаков) записей, по которым составляется описание множества состояний органа зрения, с точностью до ошибок диагностики соответствующее множеству интересующих состояний. Важно подчеркнуть, что на каждом этапе обработки данных существенно сокращается объем выходной информации на единицу времени входной записи. С увеличением объема входной информации, когда обработка записей электрофизиологических процессов врачом или физиологом становится затруднительной или невозможной, появляется необходимость в ее автоматизации. Использование автоматических устройств значительно повышает качество анализа в единицу времени по сравнению с ручной обработкой [2].

Анализ диагностических методов в офтальмологии показывает необходимость их систематизации и комплексного использования. Поэтому целью нашей работы является разработка и исследование офтальмологического комплекса (рис. 1), позволяющего проводить суммарную диагностику и назначать индивидуальное лечение для пациентов. Он состоит из нескольких блоков: пациент, офтальмолог, блок функциональных исследований, ПК, блок графической регистрации.

Рассмотрим каждый блок отдельно. Офтальмолог создает карту пациента в интерфейсном окне ПК, согласно жалоб обследуемого. При необходимости дополнительных процедур для установления диагноза специалист обращается к интерфейсному окну «Патология» и вкладке «Обследование», где предложен ряд методик, позволяющих установить диагноз более точно. Блок графической регистрации предназначен для выдачи графического изображения диагностических характеристик, курса лечения, рецепта и других материалов, необходимых для предоставления в печатном виде.



Рисунок 1 – Диагностический офтальмологический комплекс

Блок функциональных исследований состоит из ряда приборов, обеспечивающих получение необходимых параметров и характеристик для установления патологии, например реографа, систем измерения остроты зрения, глазного давления, поля зрения. Все диагностические устройства являются периферийными к ПК.

Важное место в данном комплексе занимает разработанная экспертная система и ее программно-математическое обеспечение, позволяющие производить обработку информации и назначать комплексное лечение согласно проведенным обследованиям.

Экспертная система была разработана в ходе экспериментальных обследований пациентов городской поликлинике № 9 г. Запорожья. В процессе разработки экспертной системы для определения каждого конкретного заболевания проведен анализ истории болезней 100 пациентов для патологий, определяемых экспертной системой. На основании математического аппарата, обработки оценок экспертных систем и данных, полученных в результате исследований, разработанная экспертная система работает следующим образом. В окне интерфейса специалист заводит карту пациента и задает качественные и количественные параметры, полученные в результате жалоб пациента, анамнеза, проведения измерения остроты, поля зрения, биомикроскопии, офтальмоскопии и ряда других исследований, необходимых в каждом конкретном случае с учетом пола и возраста больного. При подозрении на патологию конкретной структуры глаза пользователь может обратиться к вкладке «Патология» и провести дополнительное обследование пациента до установления полной картины диагноза. Для вывода информации в печатном виде пользователь может обратиться к окну «Печатать».

Программно-математическое обеспечение экспертной системы в совокупности с соответствующими аппаратными средствами позволяет осуществить диагностику и лечение.

Интерфейсное программно-математическое обеспечение системы служит для возможности документирования карты пациента и параметров и характеристик, полученных в результате обследования.

Экспертная система работает с использованием операционных систем WINDOWS 9X/NT/XP, с их уникальными возможностями по отображению графической информации, многозадачностью, возможностью использования любого оборудования от реографа до принтера.

В качестве среды для ввода вывода информации выбрана среда Borland Delphi.7, это позволяет использовать комплекс для решения очень широкого спектра задач, от углубленного индивидуального обследования пациента при проведении различных научных исследований до потокового обследования, когда требуется

выполнение стандартных операций, но они должны выполняться быстро и точно.

Программа освобождает от рутинной работы, связанной с обмером, например реографических сигналов и последующим расчетом необходимых реографических показателей. В то же самое время программа позволяет активно вмешиваться в процесс формирования заключения. Возможно самостоятельно редактировать списки необходимых для расчета параметров, списки возрастно-половых норм, используемых при формировании заключения, менять правила, в соответствии с которыми будут автоматически вноситься те или иные фразы в заключение.

При работе с программой можно вызывать или убирать с экрана помощника, который может помочь ориентироваться в программе, выдавая текстовые и речевые сообщения.

Например, в результате осмотра были получены следующие данные: острота зрения снижена, поле зрения сужено на 5° с внутренней стороны, значение давления в результате измерений по методике Маклакова составило 28 мм рт. ст., коэффициент легкости оттока 0,14 мм³/мин, трабекулярная зона полностью закрыта пигментом. В ходе проведения гониоскопического исследования установлено, что радужно-роговичный угол передней камеры открыт, пациент жалуется на появление радужных кругов вокруг источника света, глубина передней камеры неизменна. С помощью разработанной программы за считанные секунды определена первичная открытоугольная «В» глаукома первой стадии.

Несмотря на существование аналогичных диагностических систем, проблема их совершенствования оста-

ется актуальной и сегодня, в первую очередь это связано с развитием медицинской науки, возникновением новых глазных патологий, методик их диагностики и терапии. Инженерная сторона вопроса остается не менее важной, так как технический прогресс существует всегда.

Предложенная экспертная система отвечает передовым медицинским и техническим требованиям. Разработанный комплект программ и применение микропроцессорной техники, позволяет профессионально подойти к задачам диагностики офтальмологии и дает возможность снизить погрешность измерений до 1–2 %, в то время как современные аналоги имеют погрешность 8 % [3].

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Ковалевский Е. И. Глазные болезни. – М.: Медицина, 1996. – 278 с.
2. Сидоренко Г. И. Реография. – Мн.: Беларусь, 1978. – 356 с.
3. Кацнельсон Л. А. Реография глаза. – М.: «Медицина», 2001. – 244 с.

Надійшла 27.05.05
Після доробки 8.10.05

Розглянуто питання діагностики і терапії патологій органа зору. Запропоновано експертну систему, яка дозволяє встановити попередній діагноз та назначити лікування, враховуючи індивідуальні особливості пацієнта.

The questions of treatment and diagnostics of a sight organ's pathologies are considered. The expert system that allows to define a preliminary diagnosis and to prescribe a treatment taking into consideration patient's individual peculiarities is suggested.

ТЕОРІЯ І МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

THEORY AND METHODS OF AUTOMATIC CONTROL

УДК 62-55:681.515

В. И. Гостев, Н. Н. Кунах, В. А. Величко

О ПОЛНОТЕ ПРАВИЛ НЕЧЕТКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ФАЗЗИ-СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

В работе показано, что для фаззи-систем автоматического регулирования (систем, работающих на базе нечеткой логики) требование полноты правил нечеткого управления всегда выполняется при условии симметричных друг относительно друга и пересекающихся при значении $\mu = 0,5$ на универсальном множестве $U = [0,1]$ функций принадлежности.

Функциональная схема системы автоматического управления на базе нечеткой логики (системы управления с нечетким регулятором или системы фаззи-управления) приведена на рис. 1. Схема состоит из устройства сравнения, нечеткого регулятора НР, объекта управления ОУ и цепи обратной связи.

Нечеткий регулятор (фаззи-регулятор, fuzzy-controller) включает три основных блока – блок фаззификации (fuzzyfication), блок формирования логического решения (inference) и блок дефаззификации (defuzzyfication).

В блоке фаззификации входные лингвистические переменные $x_i, i = \overline{1, n}$, такие как *ошибка системы* θ , *скорость изменения (первая производная) ошибки* $\dot{\theta}$, *ускорение (вторая производная) ошибки* $\ddot{\theta}$, качественно характеризуются терм-множествами (лингвистичес-

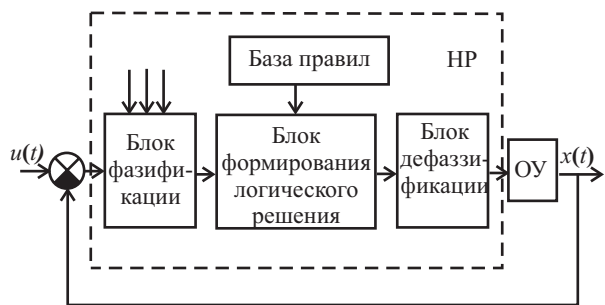


Рисунок 1

кими величинами) a_i^j , такими как *отрицательная* (О), *положительная* (П), которые описываются на универсальном множестве $U = [0,1]$ функциями принадлежности (ФП) $\mu(u)$. ФП определяет степень принадлежности каждого элемента u универсальному множеству числом между 0 и 1, которое называют степенью истинности рассматриваемой лингвистической переменной данному терму. Диапазоны изменения входных переменных, например, $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$,

© Гостев В. И., Кунах Н. Н., Величко В. А., 2005

$[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, и текущие значения входных переменных пересчитываются (отображаются) на единое универсальное множество.

В блоке формирования логического решения на основе матрицы знаний (базы правил) записываются лингвистические правила вида ЕСЛИ (исходная ситуация), ТО (ответная реакция), которые вместе обычно называют рабочим правилом. Взаимодействие между входными и выходными ФП типа ЕСЛИ-ТО обозначается как импликация (логическая связка). Импликация (активизация) – это этап нечеткого вывода, представляющий собой процедуру нахождения степени истинности каждого из подзаклучений логических правил вида ЕСЛИ-ТО, которые являются нечеткими лингвистическими высказываниями в форме лингвистических переменных. Часть ЕСЛИ (предпосылки или условия) означает сопряжение логических операций, а часть ТО (решение, вывод, заключение) обычно представляет собой простое указание лингвистической величины для выходного воздействия (управляющего воздействия на объект управления) нечеткого регулятора. Соответствующей формулировкой правил достигается результат, при котором для любой лингвистической величины управляющего воздействия, как минимум, одно из правил оказывается приемлемым. Наиболее часто используется «минимаксный» (Max-Min Inference) метод логического решения, когда вначале ФП части ТО каждого из правил объединяются с величиной истинности части ЕСЛИ (при этом ФП части ТО ограничивается величиной истинности части ЕСЛИ – это «мини»-операция), а затем из ограниченных ФП части ТО путем взаимного наложения выбирается результирующая ФП с максимальной величиной истинности («макси»-операция). Эта результирующая ФП определяет собой текущее воздействие базы правил. Процедура обработки базы правил с формированием результирующей ФП представляет собой логическое решение для расчета выходной величины НР.

В блоке дефаззификации полученная результирующая функция принадлежности для управляющего воздействия на объект управления преобразуется в числовую величину, как правило, методом определения «центра тяжести» (Centre of Gravity) плоскости S результирующей фигуры.

Для лингвистического правила управления (рабочего правила) нечеткого регулятора

$$\text{Если } (\theta^* = a_1^j) \text{ и } (\dot{\theta}^* = a_2^j) \text{ и } (\ddot{\theta}^* = a_3^j), \\ \text{то } (m^* = a_c^j), j = \overline{1,2},$$

где a_1^j, a_2^j и a_3^j – лингвистические оценки ошибки $\theta(t)$, скорости изменения (первой производной) ошибки $\dot{\theta}(t)$ и второй производной ошибки $\ddot{\theta}(t)$, рассматриваемые как нечеткие множества, определенные на уни-

версальном множестве, требование полноты правил управления сводится к выражению

$$U = \bigcup_i^3 \text{Supp}(a_i^j), \quad (1)$$

где $\text{Supp}(a_i^j)$ – носитель нечеткого множества a_i^j . Содержательно это означает, что для каждого текущего пересчитанного на универсальное множество значения ошибки $u_1(t)$, первой производной ошибки $u_2(t)$ и второй производной ошибки $u_3(t)$, т. е. для каждого текущего состояния процесса $u_i, i = \overline{1,3}$, на универсальном множестве существует хотя бы одно управляющее правило, посылка которого имеет ненулевую степень принадлежности для $u_i, i = \overline{1,3}$.

Выбор функций принадлежности при синтезе нечетких регуляторов для систем автоматического управления имеет специфические особенности. Эти особенности обусловлены тем, что на вход нечеткого регулятора, как правило, поступают три лингвистических переменных – *ошибка системы* θ , *скорость изменения (первая производная) ошибки* $\dot{\theta}$, *ускорение (вторая производная) ошибки* $\ddot{\theta}$, которые качественно можно охарактеризовать (с целью упрощения расчетов) только двумя терм-множествами (лингвистическими величинами), например, *отрицательная* – 1, *положительная* – 2. Эти терм-множества описываются на универсальном множестве U соответственно двумя функциями принадлежности ФП: $\mu^1(u)$ и $\mu^2(u)$. Поэтому функции $\mu^1(u)$ и $\mu^2(u)$ должны быть симметричными друг относительно друга и пересекаться при значении $u = 0,5$. Кроме того, функция $\mu^1(u)$ должна быть убывающей, а $\mu^2(u)$ – возрастающей.

Математическое описание на едином универсальном множестве $U = [0,1]$ симметричных относительно абсциссы $u = 0,5$ функций принадлежности задается в виде [1], например:

– возведенных в степень треугольных ФП (см. рис. 2):

$$\mu^1(u) = (1-u)^c, \quad \mu^2(u) = u^c; \quad (2)$$

– гауссовых ФП (см. рис. 3):

$$\mu^1(u) = \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{u}{c}\right)^2\right], \quad \mu^2(u) = \exp\left[-\frac{(u-1)^2}{2c^2}\right]; \quad (3)$$

– экспоненциальных ФП (см. рис. 4):

$$\mu^1(u) = \exp(-cu), \quad \mu^2(u) = \exp[-c(1-u)]. \quad (4)$$

Другие симметричные относительно абсциссы $u = 0,5$ функции принадлежности представлены в работе [1].

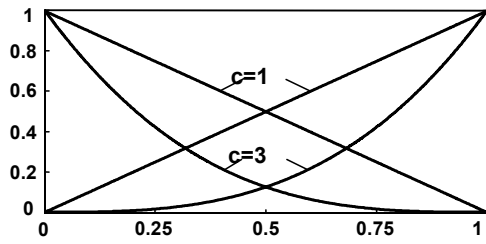


Рисунок 2

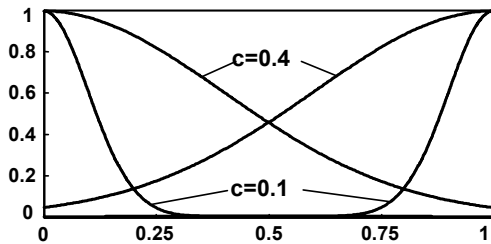


Рисунок 3

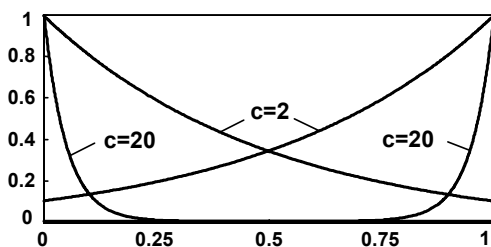


Рисунок 4

На рис. 5 представлено отображение диапазонов $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$ и $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$ изменения входных и выходной переменных нечеткого регулятора и текущих значений переменных на единое универсальное множество (пересчет фиксированного значения $x_i^* \in [x_{ni}, x_{vi}]$ каждой лингвистической переменной $x_i, i = \overline{1, n}, n = 4$, в соответствующий элемент $u^* \in [0, 1]$ определяется выражением $u_i^* = \frac{x_i^* - x_{ni}}{x_{vi} - x_{ni}}$, а также нахождение результирующей функции принадлежности при функциях принадлежности (ФП) термножеств (лингвистических величин) отрицательная $\mu^1(u)$ и положительная $\mu^2(u)$ треугольной формы.

Совершенно очевидно, что при использовании функций принадлежности, симметричных друг относительно друга и пересекающихся при значении $u = 0,5$ на

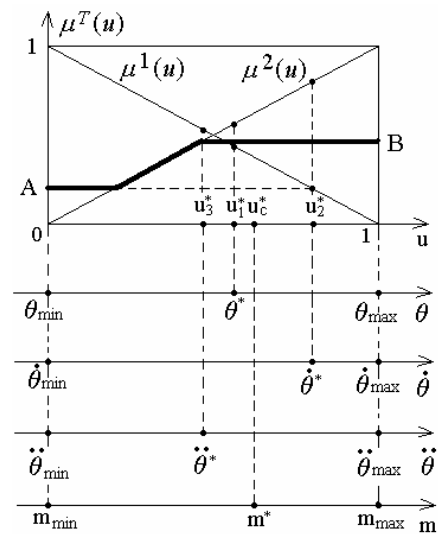


Рисунок 5

универсальном множестве требование полноты правил управления удовлетворяется для каждого текущего состояния процесса $u_i, i = \overline{1, 3}$, так как для каждого текущего пересчитанного на универсальное множество значения ошибки, первой производной ошибки и второй производной ошибки на универсальном множестве всегда существует управляющее правило, посылка которого имеет ненулевую степень принадлежности для $u_i, i = \overline{1, 3}$.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Гостев В. И. Синтез нечетких регуляторов систем автоматического управления. – К.: Издательство «Радиоаматор», 2003. – 512 с.
2. Гостев В. И., Крайнев В. В., Криховецкий Г. Я. Функции принадлежности для нечетких регуляторов систем автоматического управления // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2004. – Т. 2, № 1. – С. 30–32.

Надійшла 11.10.05

В роботі показано, що для фазі-систем автоматичного регулювання (систем, які працюють на базі нечіткої логіки) вимога повноти правил нечіткого управління завжди виконується при умові симетричних однієї відносно другої і перетинаючихся при значенні $u = 0,5$ на універсальній множині $U = [0, 1]$ функцій приналежності.

In operation is shown, that for fuzzy-systems of autocontrol (systems working on the basis of fuzzy logic) the requirement of entirety of rules of fuzzy control always is fulfilled under condition of symmetric from each other and intersected at value $u = 0,5$ on universal set $U = [0, 1]$ of membership functions.

КЕРУВАННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

CONTROL IN TECHNICAL SYSTEMS

УДК 681.324

А. А. Баркалов, Р. Вишневецкий, К. Н. Ефименко

РЕАЛИЗАЦИЯ КОМПОЗИЦИОННОГО МИКРОПРОГРАММНОГО УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ НА FPGA

Предложен метод синтеза КМУУ, позволяющий сократить число функций автомата адресации микрокоманд, которые зависят от логических условий и внутренних переменных автомата, для дальнейшей реализации на FPGA микросхеме. Метод основан на преобразовании адреса выхода ОЛЦ в код класса псевдоэквивалентных ОЛЦ. Применение данного метода обеспечивает уменьшение числа LUT-элементов в FPGA микросхеме.

ВВЕДЕНИЕ

Устройство управления (УУ) является одной из основных частей любой цифровой системы [1]. Успехи микроэлектроники привели к появлению «систем-на-кристалле», произвольная логика в которых, как правило, реализуется на FPGA (field-programmable gate array) [2, 3]. В этой связи возникает необходимость разработки новых и совершенствования известных методов синтеза УУ, ориентированных на этот базис.

Характерной особенностью FPGA является наличие логических элементов табличного типа, так называемых LUT-элементов (look-up table). Число входов LUT-элементов ограничено и не превышает 6 [2, 3], что вызывает необходимость функциональной декомпозиции систем булевых функций, задающих закон функционирования УУ [4]. Один из путей уменьшения числа LUT-элементов в схеме УУ – уменьшение

числа функций с большим числом аргументов. Эта задача может быть решена путем перехода к двухуровневой структуре УУ, в которой система выходных функций (микроопераций) определена более чем на 50% возможных термов. В этом случае для реализации системы микроопераций целесообразно использовать блоки EAB (embedded array block), входящие в состав современных систем на кристалле [2, 3]. При таком подходе управляющая память, реализованная на основе EAB, хранит микрокоманды, а произвольная логика их адресации реализуется на FPGA. Ограниченность ресурсов EAB вызывает необходимость уменьшения разрядности микрокоманд. Всем этим целям идеально отвечают композиционные микропрограммные устройства управления (КМУУ), управляющая память которых не содержит адресов переходов [5]. В настоящей работе предлагается метод синтеза КМУУ с минимально возможным числом выходов схемы адресации микрокоманд.

ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Пусть алгоритм управления цифровой системы задан в виде граф-схемы алгоритма (ГСА) Г [6], опе-

раторные вершины которой образуют множество $B = \{b_1, \dots, b_K\}$. В вершине $b_k \in B$ записан набор одновременно выполняемых микроопераций (микрокоманда) $Y(b_k) \subseteq Y$, где $Y = \{y_1, \dots, y_N\}$. В условных вершинах ГСА Γ записываются элементы множества логических условий $X = \{x_1, \dots, x_L\}$. Кроме операторных и условных вершин ГСА Γ содержит начальную b_0 и конечную вершины b_E . Пусть E – множество дуг ГСА Γ .

Введем ряд определений [5], необходимых для дальнейшего изложения материала.

Определение 1. Операторной линейной цепью (ОЛЦ) ГСА Γ называется конечная последовательность операторных вершин $\alpha_g = (b_{g1}, \dots, b_{gF_g})$ такая, что для любой пары соседних компонент кортежа α_g существует дуга $\langle b_{gi}, b_{gi+1} \rangle \in E$, где i – номер компоненты кортежа α_g ($i = 1, \dots, F_g - 1$).

Определение 2. Входом ОЛЦ α_g называется вершина $b_q \in B$, такая, что существует дуга $\langle b_t, b_q \rangle \in E$, где b_t – условная или начальная вершина ГСА Γ , или операторная вершина, не входящая в ОЛЦ α_g .

Определение 3. Выходом ОЛЦ α_g называется вершина $b_q \in B$ такая, что существует дуга $\langle b_q, b_t \rangle \in E$, где b_t – условная или конечная вершина ГСА Γ , или операторная вершина, не входящая в ОЛЦ α_g .

Обозначим через $D^g \subseteq B$ множество операторных вершин, входящих в ОЛЦ $\alpha_g \in C$, где $C = \{\alpha_1, \dots, \alpha_G\}$ – множество ОЛЦ ГСА Γ , удовлетворяющее условию

$$D^g \cap D^q = \emptyset (g \neq q; g, q \in \{1, \dots, G\});$$

$$B = D^1 \cup D^2 \cup \dots \cup D^G;$$

$$D^g \neq \emptyset (g = 1, \dots, G). \quad (1)$$

Пусть для каждой ОЛЦ $\alpha_g \in C$ выполнена естественная адресация микрокоманд

$$A(b_{gi+1}) = A(b_{gi}) + 1, (i = \overline{1, F_g - 1}), \quad (2)$$

где $A(b_q)$ – адрес микрокоманды, соответствующей вершине $b_q \in B$.

В этом случае ГСА Γ может быть интерпретирована КМУУ с базовой структурой (рис. 1), называемым в дальнейшем КМУУ U_1 .

Здесь комбинационная схема CC и регистр RG образуют автомат адресации микрокоманд S_1 , а счетчик CT , управляющая память CM и триггер T образуют микропрограммное устройство управления S_2 с естественной адресацией микрокоманд [7], что соответствует условию (2). Регистр RG хранит код $K(a_m)$ текущего состояния $a_m \in A$, где $A = \{a_1, \dots, a_M\}$ – множество внутренних состояний автомата адресации, и

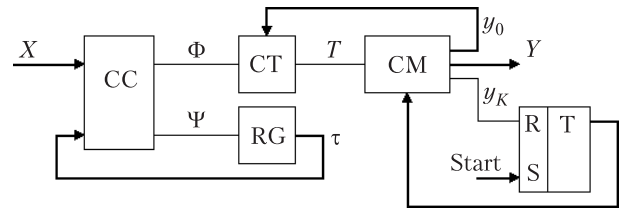


Рисунок 1 – Структурная схема КМУУ U_1

имеет R разрядов, где $R = \lceil \log_2 M \rceil$. Для кодирования состояний $a_m \in A$ используются переменные $\tau_r \in \tau = \{\tau_1, \dots, \tau_R\}$, регистр RG имеет входы типа D . Счетчик CT хранит адреса $A(b_k)$ микрокоманд, представляемых переменными $T_r \in T = \{T_1, \dots, T_{R_1}\}$, где $R_1 = \lceil \log_2 K \rceil$. Микрокоманды $Y(b_k)$ хранятся в управляющей памяти, имеющей в случае унитарного кодирования микроопераций [7] $2^{R_1(N+2)}$ бит. Один из дополнительных разрядов используется для хранения сигнала y_0 , по которому осуществляется режим адресации (2), второй – для хранения сигнала y_K , по которому происходит завершение функционирования устройства. По сигналу $Start$ содержимое RG и CT обнуляются, что соответствует исходному состоянию КМУУ, триггер T устанавливается в единицу, что позволяет считывать микрокоманды из CM . При переходах внутри ОЛЦ $\alpha_g \in C$ сигнал $y_0 = 1$, при этом состояние автомата S_1 не меняется. Если выход текущей ОЛЦ достигнут, то $y_0 = 1$ и автомат S_1 формирует функции возбуждения регистра $\Psi = \{\Psi_1, \dots, \Psi_R\}$ и счетчика $\Phi = \{\Phi_1, \dots, \Phi_{R_1}\}$

$$\Phi = \Phi(\tau, X),$$

$$\Psi = \Psi(\tau, X). \quad (3)$$

Функции Φ и Ψ формируют в регистре код $K(a_S)$ состояния перехода автомата S_1 и адрес входа очередной ОЛЦ $\alpha_g \in C$ в счетчике соответственно. При достижении микрокоманды $Y(b_k) \subseteq Y$ такой, что $\langle b_k, b_E \rangle \in E$, формируется сигнал $y_K = 1$, триггер T обнуляется и функционирование КМУУ U_1 прекращается.

Такие УУ имеют ряд положительных качеств [5], делающих целесообразным их применение в системах на кристалле:

1. Число функций с числом аргументов до $L + R$ ограничено параметром $t_1 = R + R_1$, что позволяет уменьшить число LUT-элементов в схеме УУ по сравнению, например, с реализацией УУ в виде микропрограммного автомата [6].
2. Управляющая память содержит только микрооперации $y_n \in Y$ и не содержит адреса переходов, что при принятой стратегии кодирования микроопераций

[7] минимизирует требуемое число выходов блоков ЕАВ.

3. Согласно условию (1), число микрокоманд в СМ равняется K , что является минимально возможным параметром для микропрограммных устройств управления [7]. Это позволяет минимизировать емкость используемых блоков ЕАВ.

Итак, использование модели КМУУ для интерпретации ГСА позволяет уменьшить число LUT-элементов в схеме УУ и использовать минимально возможные ресурсы блоков ЕАВ для реализации системы микроопераций. В настоящей работе предлагается метод уменьшения числа выходов схемы СС, что приводит к дальнейшему уменьшению числа LUT-элементов в схеме УУ.

ОСНОВНАЯ ИДЕЯ МЕТОДА

Пусть алгоритм управления цифровой системы задан ГСА Γ_1 (рис. 2).

Используем результаты работы [5] и найдем для ГСА Γ_1 множество ОЛЦ $C = \{\alpha_1, \dots, \alpha_6\}$, где $\alpha_1 = \langle b_1, b_2 \rangle$, $\alpha_2 = \langle b_3 \rangle$, $\alpha_3 = \langle b_4, b_5, b_6 \rangle$, $\alpha_4 = \langle b_7, b_8 \rangle$, $\alpha_5 = \langle b_9 \rangle$, $\alpha_6 = \langle b_{10} \rangle$. Очевидно, множество C удовлетворяет условию (1). Выполним адресацию микрокоманд (2) и построим таблицу содержимого управляющей памяти (табл. 1) КМУУ $U_1(\Gamma_1)$, здесь $U_1(\Gamma_1)$ означает, что КМУУ U_1 используется для интерпретации ГСА Γ_1 .

Здесь I_g^j означает j -й вход ОЛЦ $\alpha_g \in C$ ($j = 1, \dots, F_g$), O_g – выход ОЛЦ $\alpha_g \in C$. Сигнал y_0 введен во все вершины, кроме выходов ОЛЦ $\alpha_g \in C$, для

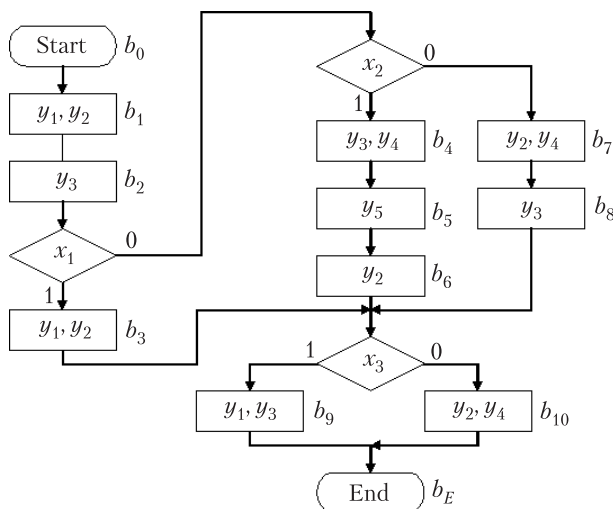


Рисунок 2 – Исходная граф-схема алгоритма Γ_1

организации режима адресации (2). Сигнал y_K введен во все выходы ОЛЦ, связанные с конечной вершиной b_E ГСА Γ_1 , для организации режима останова.

Таблица 1 – Содержимое управляющей памяти КМУУ $U_1(\Gamma_1)$

$A(b_k)$	$Y(b_k)$	Комментарии	$A(b_k)$	$Y(b_k)$	Комментарии
0000	$y_0 y_1 y_2$	$b_1 I_1^1$	0101	y_2	$b_6 O_3$
0001	y_3	$b_2 O_1$	0110	$y_0 y_2 y_4$	$b_7 I_4^1$
0010	$y_1 y_2$	$b_3 I_2^1, O_2$	0111	y_3	$b_8 O_4$
0011	$y_0 y_3 y_4$	$b_4 I_3^1$	1000	$y_1 y_3 y_K$	$b_9 I_5^1, O_5$
0100	$y_0 y_5$	b_5	1001	$y_2 y_4 y_K$	$b_{10} I_6^1, O_6$

Анализ ГСА Γ_1 показывает, что переходы для микрокоманд, соответствующих выходам O_2, O_3, O_4 , совпадают, аналогичный факт справедлив для выходов O_5, O_6 . Это свойство ГСА можно использовать для уменьшения аппаратных затрат в схеме СС КМУУ.

Назовем ОЛЦ $\alpha_g, \alpha_m \in C$, выходы которых связаны с входом одной и той же вершины ГСА, псевдоэквивалентными ОЛЦ ГСА Γ . Отметим, что псевдоэквивалентные ОЛЦ аналогичны псевдоэквивалентным состояниям автомата Мура [8]. Зададим отношение β на множестве C такое, что $\alpha_g \beta \alpha_m$, если и только если α_g, α_m – псевдоэквивалентные ОЛЦ. Отношение β рефлексивно, симметрично, транзитивно и, следовательно, определяет разбиение Π_C на множестве ОЛЦ $C: \Pi_C = \{B_1, \dots, B_l\}$. Поставим в соответствие классу $B_i \in \Pi_C$ двоичный код $K(B_i)$ разрядности

$$R_2 = \lceil \log_2 l \rceil. \quad (4)$$

Используем для кодирования классов $B_i \in \Pi_C$ переменные $\tau_r \in \tau, |\tau| = R_2$.

В настоящей работе предлагается основанное на кодировании классов псевдоэквивалентных ОЛЦ КМУУ U_2 (рис. 3).

Здесь преобразователь адреса СА формирует функции

$$\tau = \tau(T), \quad (5)$$

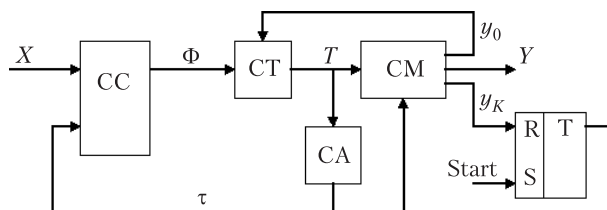


Рисунок 3 – Структурная схема КМУУ U_2

реализуя тем самым преобразование адресов выходов ОЛЦ $\alpha_g \in C$ в коды $K(B_i)$ классов псевдоэквивалентных ОЛЦ $B_i \in \Pi_C$. Схема СС формирует функции

$$\Phi = \Phi(\tau, X), \tag{6}$$

что позволяет уменьшить число выходов схемы СС до $t_2 = R_1$. Отметим, что при выполнении условия

$$R_2 = R \tag{7}$$

число входов схемы СС для КМУУ U_1 и U_2 совпадает. Таким образом, предлагаемый метод позволяет уменьшить число выходов схемы СС и сохранить неизменным число входов при выполнении условия (7). В настоящей работе предлагается метод синтеза КМУУ U_2 .

МЕТОД СИНТЕЗА КОМПОЗИЦИОННОГО МИКРОПРОГРАММНОГО УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ U_2

Предлагаемый в работе метод синтеза включает следующие этапы:

1. *Формирование множества ОЛЦ, адресация микрокоманд и формирование содержимого управляющей памяти.* Этот этап выполняется по известной методике [5], для ГСА Γ_1 вся необходимая информация уже имеется, так как таблицы содержимого УП КМУУ $U_1(\Gamma_1)$ и $U_2(\Gamma_1)$ совпадают.

2. *Формирование разбиения множества ОЛЦ на классы псевдоэквивалентных ОЛЦ.* Этот этап выполняется тривиально: ОЛЦ $\alpha_g \in C$, выходы которых связаны с входом одной и той же вершины ГСА Γ , принадлежат одному классу эквивалентности отношения β . Для ГСА Γ_1 имеем $\Pi_C = \{B_1, B_2, B_3\}$, где $B_1 = \{\alpha_1\}$, $B_2 = \{\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4\}$, $B_3 = \{\alpha_5, \alpha_6\}$.

3. *Кодирование классов псевдоэквивалентных ОЛЦ.* Этот этап необходим для формирования системы (5). Очевидно, кодированию подлежат классы $B_i \in \Pi'_C$, где $\Pi'_C \subseteq \Pi_C$ – множество классов $B_i \in \Pi_C$ таких, что выходы ОЛЦ $\alpha_g \in B_i$ не включают сигнал y_K . Для кодирования классов $B_i \in \Pi'_C$ достаточно

$$R_2 = \lceil \log_2 I_1 \rceil \tag{8}$$

разрядов, где $I_1 = |\Pi'_C|$.

Для КМУУ U_2 $\Pi'_C = \{B_1, B_2\}$, $I_1 = 2$, $R_2 = 1$, $\tau = \{\tau_1\}$. Пусть $K(B_1) = 0$, $K(B_2) = 1$.

4. *Формирование таблицы переходов КМУУ.* Эта таблица является основой для формирования системы функций (6) и последующего синтеза схемы СС. Таблица переходов КМУУ U_2 содержит следующие столбцы: $B_i, K(B_i), I_q^j, A(I_q^j), X_h, \Phi_h, h$, где $B_i \in \Pi'_C$; I_q^j – вход ОЛЦ $\alpha_g \in C$, в который имеется переход из

выхода ОЛЦ $\alpha_g \in B_i$ под действием сигнала X_h ; $\Phi_h \subseteq \Phi$ – множество функций возбуждения счетчика СТ, принимающих единичное значение для записи в СТ адреса $A(I_q^j)$ входа I_q^j ; $h = \overline{1, H}$ – номер перехода (номер строки таблицы переходов).

Для КМУУ $U_2(\Gamma_1)$ таблица переходов содержит $H = 5$ строк, адреса входов берутся из табл. 1.

Таблица 2 – Таблица переходов КМУУ $U_2(\Gamma_1)$

B_i	$K(B_i)$	I_q^j	$A(I_q^j)$	X_h	Φ_h	h
B_1	0	I_2^1	0010	x_1	D_3	1
		I_3^1	0011	$\overline{x_1}x_2$	D_3D_4	2
		I_4^1	0110	$\overline{x_1}x_2$	D_2D_3	3
B_2	1	I_5^1	1000	x_3	D_1	4
		I_6^1	1001	$\overline{x_3}$	$D_1 D_4$	5

5. *Формирование таблицы преобразователя адреса.* Эта таблица является основной для формирования системы (5) и включает столбцы $O_g, A(O_g), B_i, K(B_i), \tau_g, g$. Здесь $A(O_g)$ – адрес выхода ОЛЦ $\alpha_g \in B_i$, $\tau_g \subseteq \tau$ – переменные, принимающие единичное значение в коде $K(B_i)$, g – номер строки ($g \leq G$). Для КМУУ $U_2(\Gamma_1)$ эта таблица имеет 4 строки (табл. 3).

Таблица 3 – Преобразователь адреса КМУУ $U_2(\Gamma_1)$

O_g	$A(O_g)$	B_i	$K(B_i)$	τ_g	g
O_1	0001	B_1	0	–	1
O_2	0010	B_2	1	τ_1	2
O_3	0101	B_2	1	τ_1	3
O_4	0111	B_2	1	τ_1	4

Адреса выходов ОЛЦ $\alpha_g \in C$ берутся из табл. 1.

6. *Формирование систем функций Φ и τ .* Система функций (6) формируется по таблице переходов КМУУ U_2 в виде

$$\Phi_r = \bigvee_{h=1}^H C_{rh} E_i^h X_h (r = \overline{1, R_1}), \tag{9}$$

где C_{rh} – булева переменная, равная единице, если и только если в h -й строке таблицы записана переменная $\Phi_r = 1$; E_i^h – конъюнкция переменных $\tau_r \in \tau$, соответствующая коду $K(B_i)$ класса $B_i \in \Pi'_C$ из h -й строки таблицы переходов ($h = 1, \dots, H$). Система функций (5) формируется по таблице преобразователя адреса в виде

$$\tau_r = \bigvee_{g=1}^G C_{rg} Ag (r = \overline{1, R_2}), \tag{10}$$

где C_{rg} – булева переменная, равная единице, если и только если в g -й строке таблицы записана переменная

$\tau_r = 1$; g – номер строки ($g = 1, \dots, G$), Ag – конъюнкция переменных $T_r \in T$, соответствующая адресу $A(O_g)$.

Для КМУУ $U_2(\Gamma_1)$ имеем, например, $D = \tau_1 x_1 x_2 \vee (\tau_1 x_3)$, $\tau_1 = \overline{T_1} T_2 T_3 \overline{T_4} \vee \overline{T_1} T_2 T_4$, (с учетом минимизации).

7. Синтез логической схемы КМУУ U_2 . Синтез сводится к реализации систем φ и τ на FPGA и реализации управляющей памяти на ЕАВ. Первая из этих задач достаточно рассмотрена в литературе [4] и выходит за рамки данной работы. Вторая задача решается тривиальным образом.

При выполнении условия

$$R_3 < R_1, \quad (11)$$

где $R_3 = \lceil \log_2 G \rceil$, число входных переменных системы (5) может быть уменьшено. Так, из табл. 1 следует, что выход O_1 однозначно определяется набором 000, $O_2 - 001$, $O_3 - 010$, $O_4 - 011$, то есть система (5) существенно зависит от переменных $T_r \in T' \subseteq T$, где $|T'| = R_3$. Это позволяет представить систему (5) в виде

$$\tau = \tau(T'), \quad (12)$$

что приводит к уменьшению числа LUT-элементов в схеме преобразователя адреса.

		$T_2 T_3$			
T_1		00	01	11	10
	0	0	1	1	1
	1	*	*	*	*

Рисунок 4 – Карта Карно для функции t_1 КМУУ $U_2(\Gamma_1)$

Для нашего примера $T' = \{T_1, T_2, T_3\}$, $R_3 = 3$ и функция t_1 задана картой Карно (рис. 4), где несущественным наборам 1010–1111 соответствуют «*». Адреса выходов ОЛЦ $\alpha_g \in B_i \notin P'_C$ также относятся к несущественным наборам. Из этой карты имеем $\tau_1 = T_2 \vee T_3$, что существенно проще первоначальной формулы из п. 6.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый в работе метод синтеза КМУУ позволяет сократить число функций, реализуемых на LUT-элементах схемы адресации микрокоманд, от $t_1 = R + R_1$ (КМУУ с базовой структурой) до $t_2 = R_1$. Число переменных обратной связи, поступающих в схему формирования функций возбуждения памяти, в КМУУ U_2 не больше, чем в КМУУ U_1 . Преобразование адреса выхода ОЛЦ в код класса псевдоэквива-

лентных ОЛЦ выполняется схемой преобразователя адреса. Однако эта схема не вносит задержки в общее время такта системы (устройство управления, операционный автомат), так как преобразование адреса выполняется параллельно с выполнением микрокоманды в операционном автомате и не зависит от новых значений логических условий. Дальнейшая оптимизация схемы возможна при выполнении условия (11), когда число переменных для кодирования ОЛЦ меньше разрядности адреса микрокоманды. Учет этого факта позволяет сократить число LUT-элементов в схеме преобразователя адреса. Исследования авторов показали, что предлагаемый метод всегда приводит к схеме с меньшим числом элементов, чем в комбинационной схеме КМУУ U_1 . Максимальный выигрыш достигается при выполнении условия (11) в случае, когда число переменных, кодирующих классы псевдоэквивалентных ОЛЦ, меньше числа переменных, кодирующих состояния автомата адресации микрокоманд в КМУУ U_1 . В этом случае выигрыш достигает 35–40%.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Баркалов А. А. Синтез операционных устройств. – Донецк: ДонНТУ, 2003. – 306 с.
2. Salcic Z. VHDL and FPLDs in digital systems design, prototyping and customization. – Kluwer Academic Publishers, 1998. – 549 pp.
3. Грушвицкий Р. И., Мурсаев А. Х., Угрюмов Е. П. Проектирование систем на микросхемах программируемой логики. – СПб: БХВ – Петербург, 2002. – 608 с.
4. Синтез цифровых устройств / Под редакцией Т. Лубы. – Варшава: ВКЛ, 2003. – 206 с.
5. Баркалов А. А. Синтез устройств управления на программируемых логических устройствах. – Донецк: ДонНТУ, 2002. – 262 с.
6. Баранов С. И. Синтез микропрограммных автоматов. – Л.: Машиностроение, 1978. – 234 с.
7. Баркалов А. А., Палагин А. В. Синтез микропрограммных устройств управления. – Киев: ИК НАН Украины, 1997. – 136 с.
8. Баркалов А. А. Принципы оптимизации логической схемы микропрограммного автомата Мура // Кибернетика и системный анализ. – 1998, № 1. – С. 65–72.

Надійшла 14.03.05
Після доробки 20.10.05

Запропонований метод синтезу КМПК, що дозволяє скоротити число функцій автомата адресації мікрокоманд, які залежать від логічних умов і внутрішніх змінних автомата, для подальшої реалізації на FPGA мікросхемі. Метод засновано на перетворенні адреси виходу ОЛЦ в код класу псевдоеквівалентних ОЛЦ. Застосування даного методу забезпечує зменшення числа LUT-елементів в FPGA мікросхемі.

The method of compositional microprogram control unit (CMCU) design permitting to decrease the amount of functions of addressing FSM depending on logic conditions and internal variables if proposed. Method is oriented on the application in the basis of FPGA. The method is based on the transformation of OLC output address in the code of the class of pseudoequivalent OLC. The application of proposed method permits to decrease the amount of LUT-elements of FPGA, needed for implementation of CMCU.

А. А. Баркалов, И. Я. Зеленева, В. А. Бойков

РЕАЛИЗАЦИЯ НА FPGA МИКРОПРОГРАММНЫХ АВТОМАТОВ МИЛИ, ИНТЕРПРЕТИРУЮЩИХ ВЕРТИКАЛИЗОВАННЫЕ АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Предложены структуры и метод синтеза МПА Мили по вертикализованной граф-схеме алгоритма, ориентированный на уменьшение числа табличных элементов для дальнейшей реализации автомата на программируемых вентилях матрицах.

ВВЕДЕНИЕ

Согласно принципу микропрограммного управления, любая цифровая система может быть представлена как композиция управляющего (УА) и операционного (ОА) автоматов [1, 2]. В настоящее время имеется возможность реализации цифровых систем, включающих сотни миллионов эквивалентных вентилях, используя микросхемы типа «система-на-кристалле» [3–6]. В таких микросхемах произвольная логика реализуется на программируемых вентилях матрицах (FPGA, field-programmable logic array), содержащих табличные элементы (LUT, look-up table) с ограниченным числом входов [6]. Логическая схема УА отличается нерегулярностью структуры и не может быть реализована в виде стандартного ядра (IP-core, intellectual property). В этой связи возникает задача реализации схемы УА с минимальным числом LUT-элементов. Как правило, чем больше аргументов содержит функция, тем больше LUT-элементов требуется для ее реализации [6, 7]. В настоящей работе предлагаются структуры логических схем микропрограммных автоматов (МПА) Мили, позволяющие уменьшить число функций с большим числом аргументов. Предлагаемые методы являются альтернативой методов, основанных на кодировании полей совместимых микроопераций.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ РЕАЛИЗАЦИИ МИКРОПРОГРАММНЫХ АВТОМАТОВ МИЛИ С КОДИРОВАНИЕМ ПОЛЕЙ СОВМЕСТИМЫХ МИКРООПЕРАЦИЙ

Пусть алгоритм управления цифровой системой задан в виде граф-схемы алгоритма (ГСА) Γ [1], операторные вершины которой образуют множество $O(\Gamma) = \{O_1, \dots, O_K\}$. В операторной вершине $O_k \in O(\Gamma)$ записывается набор одновременно выполняемых микро-

операций (микрокоманда) $Y(O_k) \subseteq Y$, где $Y = \{y_1, \dots, y_N\}$ – множество микроопераций. В условных вершинах ГСА Γ записываются элементы множества логических условий $X = \{x_1, \dots, x_L\}$. Пусть ГСА Γ отмечена состояниями автомата Мили [1, 2], образующими множество $A = \{a_1, \dots, a_M\}$. Поставим в соответствие каждому состоянию $a_m \in A$ двоичный код $K(a_m)$ разрядности $R = \lceil \log_2 M \rceil$, используя для кодирования элементы множества внутренних переменных $T = \{T_1, \dots, T_R\}$. Поведение МПА может быть задано прямой структурной таблицей (ПСТ) со столбцами [1]: $a_m, K(a_m), a_s, K(a_s), X_h, Y_h, \Phi_h, h$. Здесь a_m – исходное состояние МПА; a_s – состояние перехода автомата; X_h – входной сигнал, определяющий переход $\langle a_m, a_s \rangle$ и равный конъюнкции некоторых элементов множества X ; $Y_h \subseteq Y$ – выходной сигнал на переходе $\langle a_m, a_s \rangle$; $\Phi_h \subseteq \Phi$ – набор функций возбуждения памяти из множества $\Phi = \{\varphi_1, \dots, \varphi_R\}$, принимающих единичное значение для переключения памяти МПА из $K(a_m)$ в $K(a_s)$; $h = 1, \dots, H$ – номер перехода.

Логическая схема автомата задается системой функций

$$\Phi = \Phi(T, X), \quad (1)$$

$$Y = Y(T, X), \quad (2)$$

формируемой по PST. Термы функций (1)–(2) представляют собой конъюнкции

$$F_h = A_m^h X_h \quad (h = 1, \dots, H), \quad (3)$$

где A_m^h – конъюнкция внутренних переменных, соответствующая коду $K(a_m)$ исходного состояния $a_m \in A$ из h -й строки PST ($h = 1, \dots, H$). Система (1)–(2) является основой для построения одноуровневой схемы МПА Мили, называемой P -автоматом.

На рис. 1 представлена структура цифровой системы, включающей P -автомат Мили, операционный автомат и регистр RY , необходимый для обеспечения устойчивости работы системы $\langle \text{УА}, \text{ОА} \rangle$ [1]

Здесь P -подсхема формирует функции (1) и (2), память МПА представлена регистром RG , Y_R – микро-

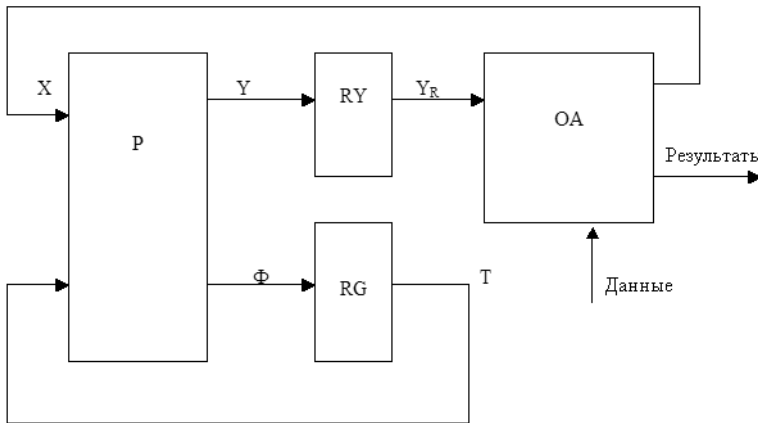


Рисунок 1 – Структурная схема цифровой системы с P-автоматом Мили

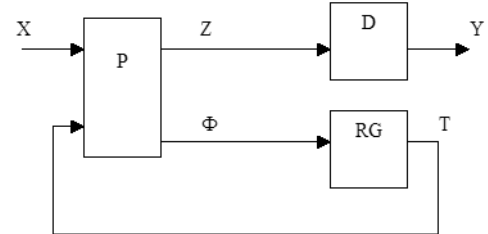


Рисунок 2 – Структурная схема PD-автомата Мили

операции, поступающие в ОА с выхода регистра микроопераций RY. Регистры RG и RY реализуются с использованием D-триггеров, связанных с выходами LUT-элементов FPGA [3, 6].

Пусть $X(F_h) \subseteq X$ – множество логических условий, образующих терм F_h , ($h = 1, \dots, H$). Образует множество $F = \Phi \cup Y$ и обозначим через $X(f_i)$ множество логических условий, входящих в дизъюнктивные нормальные формы функции $f_i \in F$, ($i = 1, \dots, N + R$). В P-автомате P-подсхема имеет $t_1 = R + N$ выходов и каждая из функций $f_i \in F$ имеет $S_i = L_i + R$ аргументов, где $L_i = |X(f_i)|$, $i = 1, \dots, N + R$. Для автоматов средней сложности [6, 7] $R \approx 8$, $N \approx 50$, $L \approx 30$, $|X(F_h)| \leq 10$. Таким образом, даже для этого случая P-подсхема реализует до пятидесяти восьми функций, каждая из которых имеет до тридцати восьми аргументов. Это приводит к значительным аппаратным затратам в P-подсхеме, а необходимость функциональной декомпозиции [7] систем функций (1) и (2) в силу ограниченности числа входов LUT-элементов приводит к увеличению числа уровней в P-подсхеме и к уменьшению быстродействия цифровой системы.

Для уменьшения аппаратных затрат в схемах МПА Мили на FPGA могут быть использованы методы структурной редукции [1, 4, 6], в частности, метод кодирования полей совместимых микроопераций. Напомним, что микрооперации $y_n, y_m \in Y$ называются совместимыми, если выполняется условие

$$y_n \in Y(O_k) \rightarrow y_m \notin Y(O_k), (k = 1, \dots, K). \quad (4)$$

Метод основан на нахождении разбиения $\pi_Y = \{Y^1, \dots, Y^I\}$ множества Y на классы совместимых микроопераций с целью минимизировать параметр

$$R_2 = \sum_{i=1}^I r_i, \quad (5)$$

где $r_i = \lceil \log_2(|Y^i| + 1) \rceil$ – число двоичных переменных, необходимых для максимального кодирования микроопераций $y_n \in Y^i$, ($i = 1, \dots, I$). Каждой микрооперации ставится в соответствие код $K(y_n)$ разрядности r_i , ($i = 1, \dots, I$). Кодированные переменные для всех классов $Y^i \in \pi_Y$ образуют множество Z , включающее R_2 элементов.

Теперь МПА Мили может быть реализован как PD-автомат (рис. 2), в котором P-подсхема реализует систему (1) и функции

$$Z = Z(T, X). \quad (6)$$

Система микроопераций Y реализуется в виде

$$Y = Y(Z), \quad (7)$$

для чего используется D-подсхема, содержащая I дешифраторов, i -й дешифратор соответствует классу $Y^i \in \pi_Y$ и имеет r_i входов.

Такой подход позволяет уменьшить число функций, зависящих от термов (3), до $t_2 = R + R_2$. В настоящей работе предлагается метод уменьшения числа выходов P-подсхемы, основанный на вертикализации исходной ГСА Г [2]. Уменьшение числа функций, реализуемых P-подсхемой, дает потенциальную возможность уменьшения числа LUT-элементов, образующих P-подсхему.

ОСНОВНАЯ ИДЕЯ МЕТОДА

Назовем ГСА Г вертикальной ГСА, если

$$|Y(O_k)| \leq 1, (k = 1, \dots, K), \quad (8)$$

то есть, если в каждой ее операторной вершине записано не более одной микрооперации. Характерным свойством вертикальных ГСА является полная совместимость микроопераций, при которой $\pi_Y = Y$. Это позволяет закодировать микрооперации $y_n \in Y$ двоичными

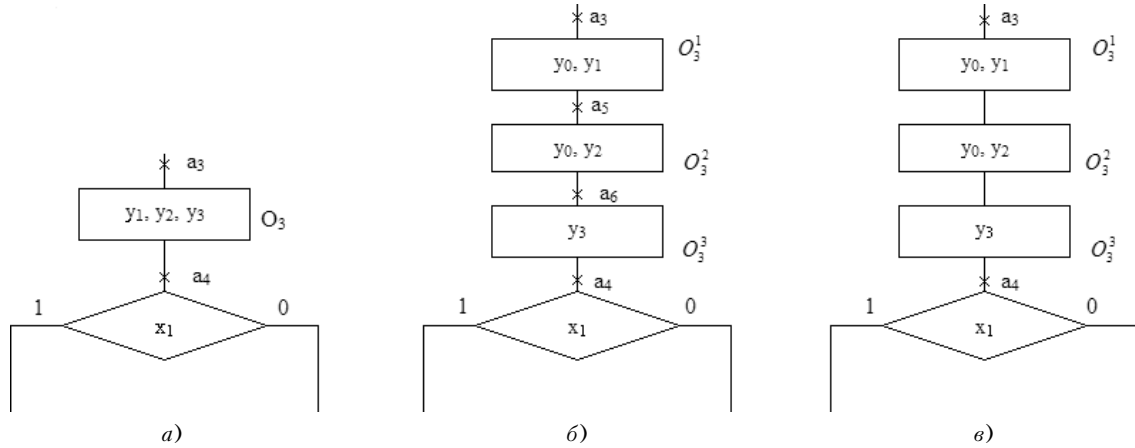


Рисунок 3 – Отмеченная ГСАГ₁ до (а) и после (б, в) вертикализации

кодами $K(y_n)$ разрядности $R_3 = \lceil \log_2 N \rceil$ и использовать только один дешифратор для реализации D -подсхемы. Отметим, что в общем случае произвольная ГСА Γ не является вертикальной. В настоящей работе предлагается использовать процедуру вертикализации произвольной ГСА Γ [2] для достижения полной совместимости микроопераций.

Рассмотрим фрагмент ГСА Γ_1 (рис. 3, а), которая не удовлетворяет условию (8).

Процесс вертикализации заключается в «расщеплении» каждой вершины $O_k \in O(\Gamma)$ на $N_k = |Y(O_k)|$ операторных вершин $O_k^1, \dots, O_k^{N_k}$, удовлетворяющих условию:

$$|Y(O_k^i)| \leq 1, \quad (i = 1, \dots, N_k),$$

$$Y(O_k^i) \cap Y(O_k^j) = \emptyset, \quad (i \neq j, i, j \in \{1, \dots, N_k\}). \quad (9)$$

Как следует из (9), каждая вершина O_k^i содержит по одной уникальной микрооперации из вершины O_k , ($i = 1, \dots, N_k, k = 1, \dots, K$).

В настоящей работе предлагается два варианта отметки полученной ГСА, которую мы назовем вертикализованной граф-схемой алгоритма (ВГСА) и обозначим $V(\Gamma)$:

- ВГСА $V(\Gamma)$ отмечается с использованием стандартной процедуры построения отмеченной ГСА автомата Мили [1];
- ВГСА $V(\Gamma)$ сохраняет отметки, присвоенные исходной ГСА Γ .

Применение этих процедур к ГСА Γ_1 приводит к фрагментам ВГСА $V(\Gamma_1)$, показанным на рис. 3, б и рис. 3, в соответственно. Назначение сигнала y_0 будет рассмотрено ниже.

Очевидно, автомат Мили, интерпретирующий ВГСА $V(\Gamma)$, требует больше времени для выполнения алгоритма управления по сравнению с МПА Мили, интерпретирующим исходную ГСА Γ . Кроме того, после-

довательное выполнение микроопераций $y_n \in Y(O_k)$ не всегда возможно из-за наличия зависимости по данным. Для устранения этих недостатков в работе предлагается преобразование последовательности β_k микроопераций, соответствующих микрокоманде $Y(O_k)$ исходной ГСА, в параллельный код и запуск ОА только после формирования в регистре RY всех микроопераций $y_n \in Y(O_k)$, ($k = 1, \dots, K$). Для такого преобразования триггеры регистра RY должны синхронизироваться локальными синхросигналами, что возможно во всех современных FPGA [3, 5]. Сигнал y_0 будет использоваться для запуска операционного автомата.

В настоящей работе предлагаются три структуры логической схемы МПА Мили, интерпретирующего ВГСА $V(\Gamma)$.

СТРУКТУРЫ ЛОГИЧЕСКОЙ СХЕМЫ МПА МИЛИ

Предлагаемые структуры, обозначенные $PD_V^1 - PD_V^3$, представлены в табл. 1. Здесь PD_V^1 -автомат Мили интерпретирует отмеченную ВГСА $V(\Gamma)$, соответствующую фрагменту на рис. 3, б, а PD_V^2 - и PD_V^3 -автоматы – на рис. 3, в. Во всех предлагаемых структурах микрооперации $y_n \in Y$ формируются D_0 -подсхемой, состоящей из одного дешифратора. Сигнал запуска операционного автомата y_0 формируется либо непосредственно P -подсхемой (PD_V^1 -автомат), либо специальным преобразователем кодов CC (PD_V^2 - и PD_V^3 -автоматы).

В PD_V^1 -автомате P -подсхема формирует функции (1), (6) и $y_0 = y_0(T, X)$, для чего требуется

$$t_3 = R_4 + R_3 + 1 \quad (10)$$

выходов. Здесь $R_4 = \lceil \log_2 M_1 \rceil$, где M_1 – мощность множества состояний PD_V^1 -автомата, определяемая как

$$M_1 = M + \sum_{k=1}^k (N_k - 1). \quad (11)$$

Таблица 1 – Структурные схемы автоматов Мили, интерпретирующих вертикализованные граф-схемы алгоритмов

№ п/п	Обозначение	Структурная схема
1.	PD_V^1	
2.	PD_V^2	
3.	PD_V^3	

Для синтеза схемы PD_V^1 -автомата необходимо построить его ПСТ, закодировать микрооперации $y_n \in Y$ R_3 -разрядными кодами $K(y_n)$ и преобразовать исходную ПСТ, заменив микрооперации $y_n \in Y$ переменными $z_r \in Z$, принимающими единичные значения в коде $K(y_n)$. Недостатком такого подхода является возможность увеличения разрядности кодов состояний по сравнению с эквивалентным PD -автоматом. Достоинство метода – минимально возможная разрядность кодов микроопераций.

В PD_V^2 -автомате P -подсхема формирует только функции (1) и (6), а сигнал y_0 формируется схемой CC . Для синтеза схемы необходимо выполнить естественную адресацию микроопераций в последовательностях β_k , ($k = 1, \dots, K$):

$$(y_n^k = p_i^r \beta_k^r \& y_m^k = p_{i+1}^r \beta_k^r = 1) \rightarrow K(y_m^k) = K(y_n^k) + 1. \quad (12)$$

Здесь индекс k в обозначениях микроопераций подчеркивает тот факт, что микрооперация $y_n \in Y$ должна иметь разные коды для разных микрокоманд $Y(O_k) \subseteq Y$. Для выполнения условия (12) необходимо кодировать микрооперации $y_n^k \in Y_0$, где

$$|Y_0| = N_0 = \sum_{k=1}^K N_k. \quad (13)$$

При этом код $K(y_n^k)$ будет иметь $R_5 = \lceil \log_2 N_0 \rceil$ разрядов и число выходов P -подсхемы определяется как

$$t_4 = R + R_5. \quad (14)$$

Код $K(y_n^k)$ хранится в счетчике СТ, содержимое которого увеличивается на единицу при $y_0 = 1$. Если $y_0 = 1$, то состояние PD_V^2 -автомата не меняется. Недостатком такого подхода является увеличение числа выходов дешифратора D_0 по сравнению с N и необходимость формирования микроопераций $y_n \in Y$ в виде

$$y_n = \bigvee_{k=1}^K C_{nk} y_n^k, \quad (n = 1, \dots, N), \quad (15)$$

где C_{nk} – булевская переменная, равная единице, если и только если $y_n \in Y(O_k)$. Представление (15) вызывает необходимость объединения соответствующих выходов дешифратора D_0 . Преимущество такого подхода – сохранение разрядности кодов состояний, что упрощает функции (1) и (6) по сравнению с PD_V^1 -автоматом.

В PD_V^3 -автомате также формируются микрооперации $y_n^k \in Y$, но код $K(y_n^k)$ представляется в виде конкатенации

$$K(y_n^k) = K(Y_k) * C(y_n^k), \quad (16)$$

где * – знак конкатенации, $K(Y_k)$ – код микрокоманды $Y(O_k)$ разрядности $R_6 = \lceil \log_2 Q \rceil$, Q – число микрокоманд в ГСА Г, $C(y_n^k)$ – код микрооперации $y_n^k \in Y(O_k)$ разрядности $R_7 = \lceil \log_2 M_0 \rceil$, $M_0 = \max(N_1, \dots, N_k)$. Код $K(Y_k)$ формируется в регистре микрокоманды RMI при помощи функций

$$\Psi = \Psi(T, X), \quad (17)$$

формируемых P -подсхемой.

Код $C(y_n^k)$ формируется в счетчике СТ, содержимое которого увеличивается на единицу при $y_0 = 1$ и обнуляется при $y_0 = 0$. При этом режим адресации (12) реализуется путем выполнения операции

$$C(y_m^k) = C(y_n^k) + 1, \quad (18)$$

где $y_n^k = pr_i \beta_k$, $y_m^k = pr_{i+1} \beta_k$, ($i = 1, \dots, N_k - 1$; $k = 1, \dots, K$).

Сигнал y_0 формируется схемой СС в виде

$$y_0 = y_0(\tau, Z). \quad (19)$$

В этом случае число выходов P -подсхемы является минимально возможным и равным

$$t_5 = R + R_6, \quad (20)$$

причем, число входов P -подсхемы также минимально. Недостатком такого подхода является увеличение разрядности кода микрооперации $K(y_n^k)$ до $R_6 + R_7 \geq R_5$. Однако такая избыточность позволяет минимизировать функции $y_n^k \in Y_0$ за счет наличия несущественных на-

боров. Очевидно, выходные функции $y_n \in Y$ также формируются по закону (15).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование вертикализации исходной граф-схемы алгоритма, интерпретируемой автоматом Мили, позволяет добиться полной совместимости всех микроопераций и уменьшить аппаратные затраты по сравнению с кодированием полей совместимых микроопераций. Проведенные авторами исследования по реализации схем предложенных автоматов PD_V^1 - PD_V^3 в базисе FPGA показали, что применение предложенных методов всегда позволяет уменьшить число LUT-элементов в схеме в сравнении с PD -автоматом. Применение PD_V^1 -автомата наиболее эффективно, если число переменных, кодирующих внутренние состояния, для PD - и PD_V^1 -автоматов совпадает. В противном случае более эффективны PD_V^2 - и PD_V^3 -автоматы. Применение PD_V^3 -автомата целесообразно, если разрядности кодов микроопераций в PD_V^2 - и PD_V^3 -автоматах совпадает, в противном случае PD_V^2 -автомат требует меньше LUT-элементов. Однако конкретный выбор зависит от характеристик исходной граф-схемы алгоритма. Как показали исследования авторов, лучшая в конкретных условиях модель автомата Мили, интерпретирующего вертикализованную граф-схему алгоритма, позволяет уменьшить на 24–32 % число LUT-элементов в сравнении с автоматами, использующими принцип кодирования полей совместимых микроопераций.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Баркалов А. А. Синтез операционных устройств. – Донецк: РВА ДонНТУ, 2003. – 306 с.
2. Баркалов А. А., Палагин А. В. Синтез микропрограммных устройств управления. – Киев: Институт кибернетики им. В. М. Глушкова НАН Украины, 1997. – 135 с.
3. Грушвицкий Р. И., Мурсаев А. Х., Угрюмов Е. П. Проектирование систем на микросхемах программируемой логики. – СПб.: БХВ – Петербург, 2002. – 608 с.
4. Соловьев В. В. Проектирование цифровых систем на основе программируемых логических интегральных схем. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 636 с.
5. Bursky D. Embedded Logic and Memory Fund Home in FPGA // Electronic Design. – 1999. – № 14. – P. 43–56.
6. De Micheli G. Synthesis and Optimization of Digital Circuits. – McGraw-Hill: NY, 1994. – 574 p.
7. Sasao T. Switching theory for logic synthesis.– Kluwer Academic Publishers. – 1999. – 362 p.

Надійшла 20.10.05
Після доробки 20.10.05

Запропоновано структуру та метод синтезу МПА Мілі по вертикалізованій граф-схемі алгоритму, орієнтований на зменшення числа табличних елементів для подальшої реалізації автомата на програмованих логічних матрицях.

Structures and designing methods for MPA Mealy according to vertical control algorithm, oriented to reducing of LUT-elements number for next realization on the FPGA, has been proposed.

О. В. Заболотний, М. Д. Кошовий, В. А. Заболотний

СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ПРОЦЕСОМ ПІДГОТУВАННЯ МАЗУТУ ДО СПАЛЮВАННЯ

У статті представлено удосконалений принцип керування електроклапанами виконавчого механізму системи автоматичного керування подаванням води в рідинне паливо, який полягає у отриманні на виході виконавчого механізму квантованого за рівнем вхідного потоку води.

СУТЬ ПРОБЛЕМИ В ЗАГАЛЬНОМУ КОНТЕКСТІ

Однією з технологій, що скерована на захист атмосферного повітря від різних викидів, є спалювання рідинного палива у формі водно-паливної (водно-мазутної) емульсії (ВМЕ). Для отримання позитивного ефекту ВМЕ повинна бути приготована як однорідна суміш мазуту з водою за схемою «вода-олія», де вода як дисперсна фаза з часток діаметром 8–10 мкм знаходиться всередині паливної оболонки, причому вологість емульсії не повинна перевищувати 20%. Процес горіння емульгованого мазуту істотно інтенсифікується, що забезпечує підвищену повноту згорання. Внаслідок такої інтенсифікації та зменшення кількості виносних газів (а разом з цим і зменшення кількості тепла, що вилітає з виносними газами) спостерігається підвищення температури в зоні горіння порівняно із зневодненим паливом, тобто правильно підготована ВМЕ має підвищену теплотворну здатність порівняно з мазутом звичайним.

АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ ПРОВЕДЕНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ПУБЛІКАЦІЙ

Класичним прикладом системи для вимірювання масової витрати та дозування рідини є пристрій вагового обліку [1], що містить електронні ваги для зважування окремих порцій рідини та контролер, що здійснює керування процесом відпуску рідини та обробку даних електронних ваг. Недоліками таких систем є громіздкість, низька точність дозування, високі експлуатаційні витрати через велику кількість перекачок, складність застосування в потоці.

Широке застосування мають пневматичні системи автоматичного дозування багатокomпонентних рідинних сумішей з керуванням за непрямими параметрами [2], що виконують автоматичне безперервне та порційне дозування багатокomпонентних середовищ із за-

даним співвідношенням витрат (в системах безперервного дозування). Обробка інформації від давачів тиску та подавання керівних сигналів на виконавчі механізми здійснюється пневматичним пристроєм керування. Перевагами таких систем є висока надійність при роботі в агресивних та забруднених середовищах, висока ступінь уніфікації, що дозволяє без зміни конструкції дозуючого пристрою вирішувати задачі як безперервного так і порційного дозування. Недоліки полягають у використанні додаткових резервуарів, наявності труднощів транспортування та монтування в котельній.

Відомі на теперішній час вимірювальні інформаційно-управляючі комплекси обводненості нафтопродуктів (комплекс Дніпропетровського національного університету та ін.), що складаються з емульгатора, давачів емульсії та зневодненого мазуту, блоку керування рівнем водності емульсії та дросель-клапана (виконавчого механізму), є перспективними, але наявні системи подібного типу є невиправдано складними та дорогими.

ПОБУДОВА ЗАДАЧІ ДОСЛІДЖЕННЯ

Як зазначено вище, спалювати водно-паливну емульсію доцільно за допомогою пристроїв-емульгаторів, а для створення якісної емульсії потрібно застосовувати системи автоматичного регулювання подаванням води (АРПВ) на відповідний вхід емульгатора. Проведений аналіз сучасних систем керування процесами зволоження рідинних та сипких матеріалів показав, що класичні системи та пристрої регулювання процесу зволоження непридатні для подавання дозованої кількості води на вхід емульгатора через низьку точність регулювання (нижче 2 %) або через складність та громіздкість. Часті випадки постачання неякісного рідинного палива (палива із початковим вмістом води від 5 до 15 %) роблять непридатними для використання системи, що не здатні враховувати початкову вологість матеріалу в процесі регулювання, а саме: системи вагового обліку, системи пневматичного дозування, системи змішування компонентів з урахуванням їх витрат [3]. Тому виникла необхідність створення власної системи керування процесом зволоження з такими пара-

метрами: мінімальними габаритними розмірами, точністю задавання вологості ВМЕ не нижче 1%, гнучкість конструкції, що дозволяє під'єднання до різних типів емульгаторів, знижена собівартість.

СУТЬ ДОСЛІДЖЕННЯ

На даний момент авторами розроблено й досліджено дослідний зразок системи АРПВ, що здійснює дозоване безперервне подавання води у змішувальний резервуар роторно-пульсаційного апарату. Ефективність систем керування істотно залежить від точності відпрацювання виконавчими механізмами керівних сигналів. Традиційне використання як виконавчих механізмів дискових затворів із трифазними асинхронними двигунами через інерційність не забезпечує потрібної якості регулювання. Так, наприклад, зупинка виконавчого механізму системи автоматичного регулювання рівнем гліколя в абсорбенті здійснюється через 3 с після зникнення керівного сигналу. Похибка витрати гліколя в цьому випадку може досягати 40%. Застосування ж пристроїв прямого та реверсного гальмування за відповідними законами керування призводить до ускладнення апаратної реалізації системи і істотного зниження рівня пожежобезпеки. У зв'язку з цим було прийняте рішення застосувати принцип керування виконавчим механізмом, який полягає в отриманні на його виході квантованого за рівнем вхідного потоку рідини [4, 5]. Функціональна схема дослідного зразка наведена на рис. 1.

Структура системи автоматичного регулювання подаванням води, що відповідає вищенаведеному принципу, складається з регулятора витрати води у формі двійково-реверсивного лічильника, спорядженого задавачем швидкості відпрацювання керуючого сигналу. Регулятор витрати води за отриманими зі схеми порівняння сигналами керує виконавчим механізмом

(рис. 2), який являє собою систему електроклапанів, шляхом послідовного формування N -розрядного двійкового коду для миттєвого перемикання електроклапанів в потрібні положення. Вихід кожного електроклапана з'єднано з відповідним кульовим краном, відкаліброваним на відповідне значення площі живого перерізу. Кульові крани призначено для плавного дозування. Точність дозування визначає мінімальна площа перерізу відповідного кульового крана, а розміри перерізів обрано із співвідношення $2^1 \cdot 2^2 \cdot 2^i \dots 2^N$. На індикаторі правильності роботи видно послідовність і швидкість відпрацювання керівних сигналів.

У наявному дослідному зразку виконавчий механізм побудовано з трьох електроклапанів. На основі результатів попереднього моделювання [6] було встановлено, що за умови використання трьох електроклапанів система може працювати не в автоматичному, а лише в автоматизованому режимі через низьку дискретність перетворення (8 ступенів квантування на всьому діапазоні регулювання), що зображено на рис. 3.

Цей недолік полягає у тому, що для переведення системи в новий режим (при необхідності створення емульсії з вмістом води, відмінним від попереднього), необхідно вручну підбирати вдале співвідношення перерізів відповідних кульових кранів виконавчого механізму для запобігання появи автоколивань та для досягнення потрібної точності дозування. Після здійснення цієї операції система власноруч підтримує заданий відсоток води в емульсії.

В результаті досліджень, наведених в роботі [6], було встановлено, що для повної автоматизації роботи системи необхідна кількість електроклапанів повинна бути не меншою ніж вісім. Це забезпечує усунення автоколивань при зміні режиму дозування та досягнення необхідної точності в автоматичному режимі. Якщо для апаратного забезпечення процесу керування виконавчим механізмом з вісім'ю електроклапанами ви-

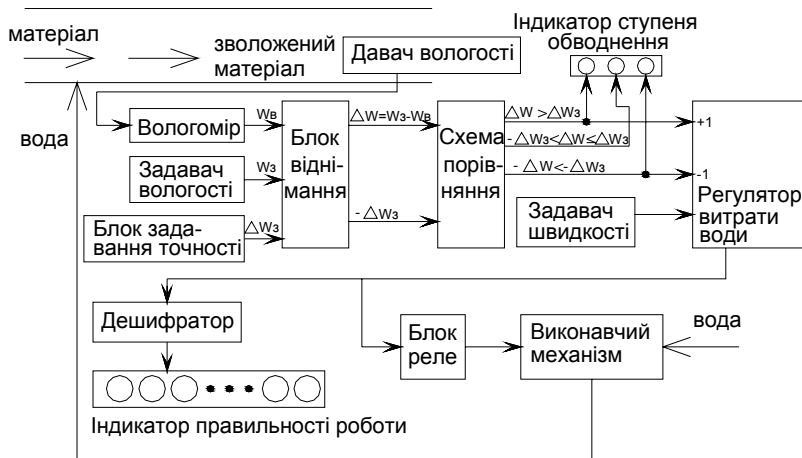


Рисунок 1 – Функціональна схема системи АРПВ

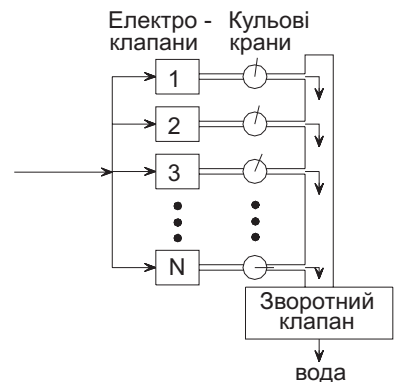


Рисунок 2 – Виконавчий механізм

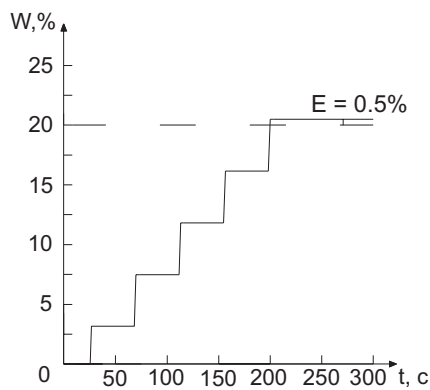


Рисунок 3 – Перехідний процес системи для 20% вологості (E – похибка)

користати традиційний шлях нарощування розрядів реверсивного лічильника та його периферії, як це зроблено в попередньому випадку, це призведе до істотного ускладнення електричної принципової схеми.

Авторами статті пропонується ряд конструктивних ідей (рис. 4), що дозволять зберегти точність дозування попереднього варіанту та простоту апаратної реалізації для випадку використання великої кількості електроклапанів виконавчого механізму (вісім та більше). Такі функційні елементи схеми з рис. 1, як давач вологості, вологомір, задавач вологості, блок задавання точності, блок віднімання, схема порівняння та індикатор ступеня обводнення залишаються без змін у модифікованому варіанті схеми, як і зв'язки між ними. Логічні сигнали з виходів схеми порівняння, що побудована на основі компаратора, потрапляють на відповідні адресні входи мультиплексора. Мультиплексор, у свою чергу, передає на свій вихід сигнали рівнем «+5 В» або «-5 В» в залежності від рівня логічних сигналів на його

адресних входах. В якості джерел по-стійної напруги номіналами «+5 В» та «-5 В» рекомендовано обирати мікросхеми AD 586 та AD 587, що формують стабільну напругу значенням 5,000 В. Вихід мультиплексора підключено до входу інтегратора, в якому функцію задавача швидкості відпрацювання керівних сигналів виконує власна RC-ланка інтегратора, який, у свою чергу, заміщує двійково-реверсивний лічильник. RC-ланка із змінними параметрами необхідна для узгодження сталої часу каналу подавання палива та емульгатора із сталою часу системи АРПВ. Зважаючи на те, що вхідний сигнал формується з еталонних джерел напруги, а інтегратор побудовано на базі прецизійного операційного підсилювача, дрейф постійного сигналу на виході інтегратора є неістотним та на точність дозування впливати не буде. Перевагою такого конструктивного рішення є усунення можливості появи автоколивань у реверсивному лічильнику на граничних режимах роботи, що підвищує стійкість системи в цілому. Сигнал з виходу інтегратора потрапляє на підсилювач, призначений для узгодження вхідного рівня сигналу інтегратора із максимальною вхідною напругою АЦП (10 В). АЦП підібрано таким, що дає можливість перетворювати аналоговий сигнал від 0 до 10 В у цифрову форму і має вісім розрядів паралельного двійкового коду. Тому сигнал, що потрапляє на вхід підсилювача, складається з постійним сигналом «+5 В» для зсуву діапазону вхідної напруги інтегратора з області -5 В...+5 В у область 0...10 В, бо АЦП негативних сигналів не сприймає. Саме з таких міркувань обрано рівні напруг, що потрапляють на інформаційні входи мультиплексора. У даному варіанті схеми дешифратор застосовувати недоцільно, тому індикатор правильності роботи відображує кількість задіяних ступенів квантування у паралельному двійковому коді, на ньому також видно, які

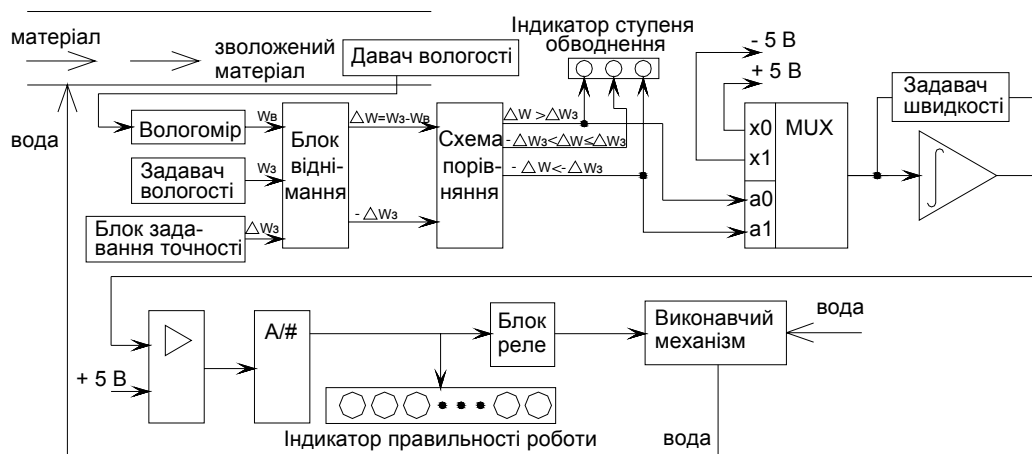


Рисунок 4 – Функціональна схема системи АРПВ

електроклапани є в даний момент відкритими. Принципи роботи блоку реле та виконавчого механізму не змінилися.

Авторам також було цікаво визначити припустиме максимальне значення відхилення сталої часу системи АРПВ від сталої часу каналу подавання палива разом з емульгатором τ , для якого процес подавання води носить стійкий характер і не переходить у автоколивальний режим. Для аналізу системи на стійкість у нашому випадку доцільно застосовувати метод В. М. Попова. Розділимо структурну схему системи на лінійну частину, нелінійну ланку та ланку із запізненням, як показано на рис. 5.

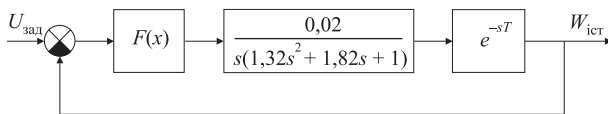


Рисунок 5 – Структурна схема з виділеною лінійною частиною

Усі параметри структурної схеми з рис. 5 синтезовано раніше в роботі [6]. Перевірка лінійної частини на стійкість, виконана в пакеті Mathcad, дала такий результат: один із коренів характеристичного поліному розміщено на початку координат площини уявних та реальних чисел. Лінійна частина системи знаходиться на аперіодичній границі стійкості. В таких випадках для аналізу необхідно скористатись узагальненням критерію Попова на випадки нейтральної або нестійкої лінійної частини. Систему, зображену на рис. 5, необхідно піддати певному перетворенню (рис. 6).

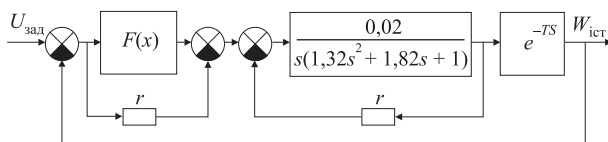


Рисунок 6 – Перетворена структурна схема системи АРПВ

В системі, зображеній на рис. 6, нелінійна ланка охоплена прямим, а лінійна частина – зворотнім зв'язком з коефіцієнтами зв'язку r . У такій системі лінійна частина має передатну функцію, наведену нижче:

$$W_1(j\omega) = \frac{W(j\omega)}{1 + rW(j\omega)},$$

де $W(j\omega)$ – комплексна передатна функція лінійної частини. Нелінійна ж ланка має характеристику $F_1(x) = F(x) - rx$, причому r обирається таким, щоб

$1 + rW(j\omega)$ мала всі нулі зліва від уявної осі, тобто таким, щоб змінена лінійна частина була стійкою. Змінена система еквівалентна початковій, оскільки уведені зв'язки взаємно компенсуються. Коефіцієнти підсилення лінійної та нелінійної ланок визначено в роботі [6], а значення r обрано рівним одиниці. Вираз для функції $W_1(j\omega)$ має такий вид:

$$W(s) = \frac{k_{\text{л}} \cdot k_{\text{н}}}{1,32s^3 + 1,82s^2 + s};$$

$$W_1(s) = \frac{W(s)}{1 + rW(s)} = \frac{k_{\text{л}}k_{\text{н}}/(1,32s^3 + 1,82s^2 + s)}{1 + \frac{rk_{\text{л}}k_{\text{н}}}{1,32s^3 + 1,82s^2 + s}} = \frac{k_{\text{л}}k_{\text{н}}}{1,32s^3 + 1,82s^2 + s + rk_{\text{л}}k_{\text{н}}};$$

$$W_1(j\omega) = \frac{k_{\text{л}}k_{\text{н}}(rk_{\text{л}}k_{\text{н}} - 1,82\omega^2) - jk_{\text{л}}k_{\text{н}}\omega(1 - 1,32\omega^2)}{(rk_{\text{л}}k_{\text{н}} - 1,82\omega^2)^2 + \omega^2(1 - 1,32\omega^2)^2}.$$

Уводимо ланку запізнення

$$W_1(j\omega) = \frac{(k_{\text{л}}k_{\text{н}}(rk_{\text{л}}k_{\text{н}} - 1,82\omega^2) - jk_{\text{л}}k_{\text{н}}\omega(1 - 1,32\omega^2))e^{-j\omega\tau}}{(rk_{\text{л}}k_{\text{н}} - 1,82\omega^2)^2 + \omega^2(1 - 1,32\omega^2)^2};$$

$$W_1(j\omega) = \frac{k_{\text{л}}k_{\text{н}}(rk_{\text{л}}k_{\text{н}} - 1,82\omega^2)\cos\omega\tau - j\sin\omega\tau \cdot k_{\text{л}}k_{\text{н}}(rk_{\text{л}}k_{\text{н}} - 1,82\omega^2)}{(rk_{\text{л}}k_{\text{н}} - 1,82\omega^2)^2 + \omega^2(1 - 1,32\omega^2)^2} - \frac{j\omega(1 - 1,32\omega^2)k_{\text{л}}k_{\text{н}}\cos\omega\tau + \omega(1 - 1,32\omega^2)k_{\text{л}}k_{\text{н}}\sin\omega\tau}{(rk_{\text{л}}k_{\text{н}} - 1,82\omega^2)^2 + \omega^2(1 - 1,32\omega^2)^2}.$$

Побудову характеристик $P^*(\omega) = f[Q^*(\omega)]$ ($k_{\text{л}} = 0,02$; $k_{\text{н}} = 16,7$; $r = 1$) за змінювання значення τ від $\tau_{\text{min}} = 2$ с до $\tau = 40$ с здійснено в системі Mathcad 2001. Для узагальненого критерію Попова пряму Попова необхідно проводити через точку $-1/(k_{\text{л}}k_{\text{н}} + r) = -1/1,334 = -0,75$ на дійсній осі так, щоб АФЧХ системи була розміщена праворуч. За значення $\tau_{\text{min}} = 2$ с система є стійкою (рис. 7).

Система знаходиться на границі стійкості при $\tau = 39$ с і втрачає її при $\tau = 40$ с (рис. 8).

Дослідження системи за методом Попова дозволяє зробити такі висновки: стійкість системи зберігається при змінюванні τ від 2 с до 39 с, далі система її втрачає; коли $\tau = 2$ с запас стійкості системи за модулем дорівнює 1,63, запас стійкості за фазою – 175°; із зростанням τ запас стійкості зменшується і з моменту, коли $\tau = 30$ с складає 1,056 за модулем та 3° за фазою.

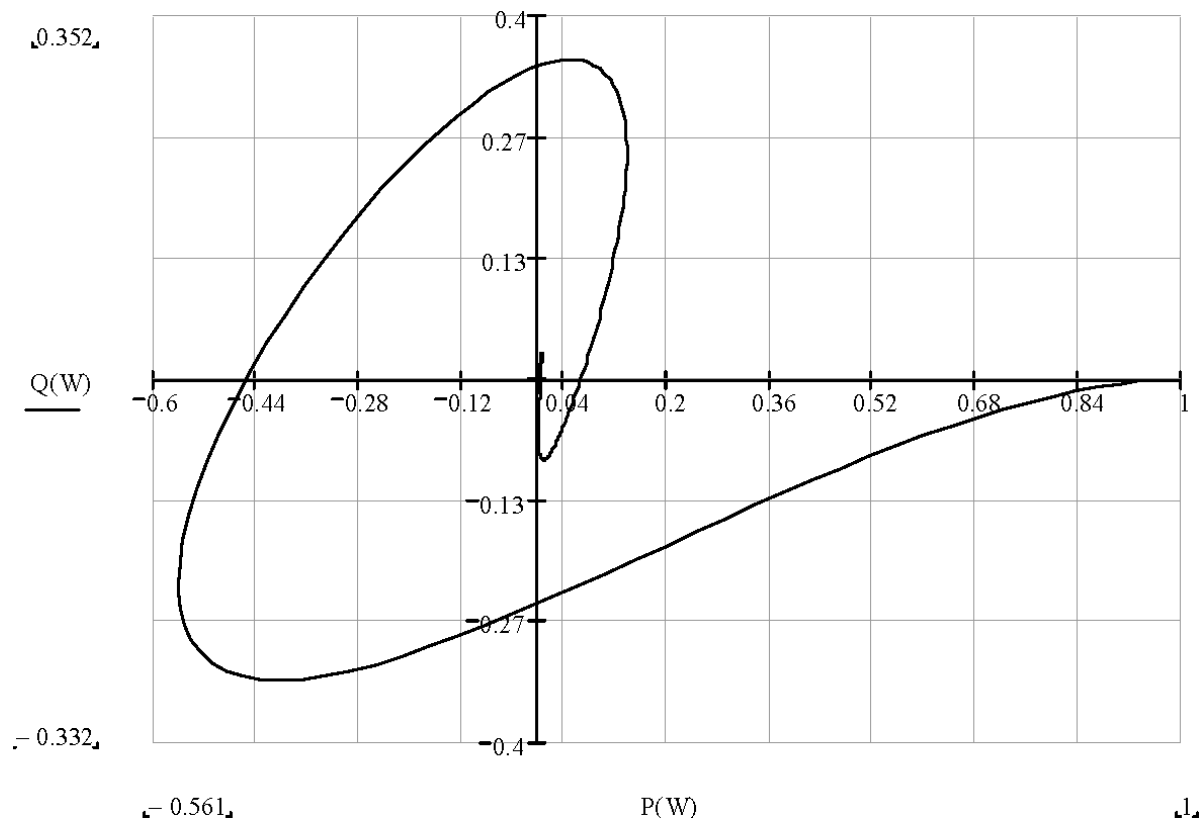


Рисунок 7 – Крива $P^*(\omega) = f[Q^*(\omega)]$ для $\tau = 2$ с

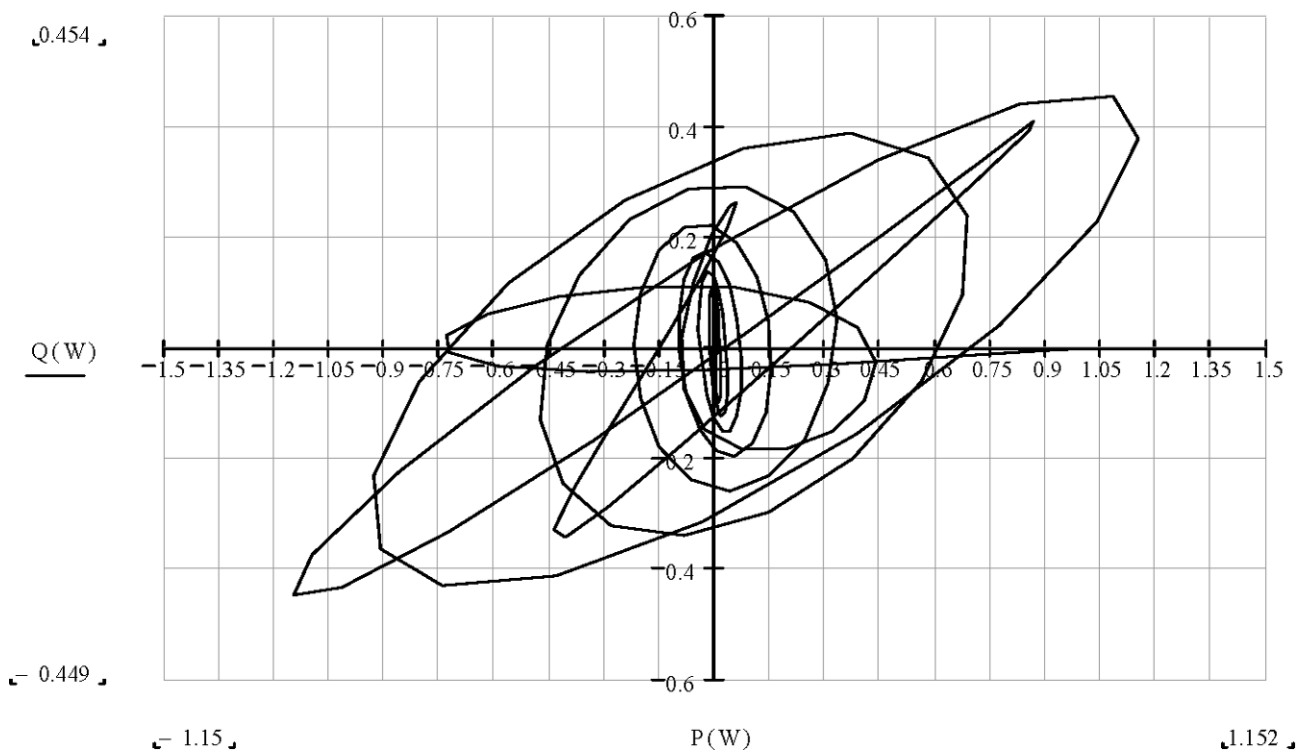


Рисунок 8 – Крива $P^*(\omega) = f[Q^*(\omega)]$ для значення $\tau = 40$ с

ВИСНОВКИ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Авторами удосконалено структуру системи автоматичного регулювання подаванням води у рідинне паливо шляхом використання регулятора витрати води у вигляді інтегратора, спорядженого задавачем швидкості відпрацювання керівного сигналу, та АЦП, що дозволило створити малогабаритну, просту в експлуатаційну систему із гнучкою конструкцією, пристосовану до різних типів емульгаторів, причому простота апаратної реалізації зберігається і для великої кількості електроклапанів, а процес дозування здійснюється повністю автоматично в межах заданої точності без порушень стійкості. Перспективним напрямом розвитку наведених досліджень є включення в контур керування котельної в цілому та оптимізація режимів її роботи на водно-мазутних емульсіях.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Мелик-Шахназаров А. М., Дмитриев В. А., Бедарев А. В., Бычкова Н. Д. Разработка микропроцессорных систем для измерения массового расхода и дозирования нефтепродуктов // Автоматика и вычислительная техника в нефтяной и газовой промышленности. Сб. науч. тр., вып. 2003. – М.: МИНГ, 1986. – С. 16–21.
2. Безменов В. С., Ефремова Т. К., Тагаевская А. А. Пневматические системы автоматического дозирования многоком-

3. понентных жидких смесей по косвенным параметрам // Приборы и системы управления. – 1998. – № 5. – С. 37–40. Чунин А. С., Пендюхов Е. П., Андреев Ю. И., Крестьянсков В. В. Создание автоматизированных систем приготовления нефтепродуктов в потоке на НПЗ // Автоматизация процессов нефтепереработки и нефтехимии. – Куйбышев: Кн. изд-во, 1985. – С. 12–17.
4. Пат. 63656 Україна, МКВ G 05 D 22/00. Пристрій для регулювання вологості матеріалів / Заболотний О. В., Черепашук Г. О., Кошовий М. Д., Потильчак О. П., Рубцов Є.Є. (Україна). – № 2003054594; Заявл. 21.05.2003; Опубл. 15.01.2004, Бюл. № 1. – 4 с.
5. Заболотний О. В., Кошовий М. Д. Ефективні засоби автоматизації процесу емульгування рідких видів палива // Енергосбереження. Енергетика. Енергоаудит. – Харків: «СВЭКО». – 2005. – № 6. – С. 50–53.
6. Заболотний О. В. Підвищення техніко-економічних показників систем керування процесами зволоження матеріалів: Автореферат дисертації кандидата технічних наук: 05.13.07 / Національний технічний університет (ХПІ). – Харків. – 2004. – 21 с.

Надійшла 16.05.05
Після доробки 18.10.05

В статье представлен усовершенствованный принцип управления электроклапанами исполнительного механизма системы автоматического управления подачей воды в жидкое топливо, который заключается в получении на выходе исполнительного механизма квантованного по уровню входного потока воды.

In the article a principle of executive mechanism's electric valves of the system of automatic water delivery into a fuel oil is improved. It consists in receiving of the quantized input water flow by its level on the executive mechanism's output.

УДК 621.3

В. В. Зиновкин

НЕСТАЦИОНАРНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИИ ЭНЕРГОЕМКИХ ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ С РЕЗКОПЕРЕМЕННЫМ ХАРАКТЕРОМ НАГРУЗКИ

Приведены результаты исследований нестационарных электромагнитных процессов в системе электроснабжения энергоемких электротехнологических комплексов в составе: силовых трансформаторов, дуговых сталеплавильных печей и тиристорных компенсаторов реактивной мощности. Показано, что причиной их развития являются особенности электротехнологических режимов, которые приводят к изменению параметров электротехнического оборудования, что необходимо учитывать в системах автоматизированного управления электротехнологическим процессом.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПРОБЛЕМЫ

В практике электротехнологий имеет место устойчивая тенденция внедрения и модернизации энергоемких

электротехнологических комплексов (ЭТК) в составе дуговых сталеплавильных печей (ДСП) и тиристорных компенсаторов реактивной мощности (ТКРМ). ТКРМ состоит из фильтров компенсирующих цепей высших гармоник (ФКЦ) и тиристорно-реакторных групп компенсации реактивной мощности (ТРГ). Ввиду особенностей электротехнологических режимов ДСП в электротехническом оборудовании и на отдельных участках систем электроснабжения промышленных предприятий имеют место нестационарные электромагнитные процессы (НЭМП) и резонансные явления [1–9]. Последние особенно проявляются в цепях присоединения электропечных трансформаторов и ТКРМ, где являются при-

© Зиновкин В. В., 2005

чиной аварийных ситуаций и приводят к сбоям в системах управления электрическими режимами ЭТК в составе потребителей резкопеременных нагрузок.

Исследования влияния резкопеременных нагрузок на электромагнитную совместимость электротехнического оборудования, качество показателей электроэнергии, феррорезонансных явлений в сетях посвящено значительное количество работ. Наиболее характерными являются работы [1–5]. Исследования несимметрии и несинусоидальности токов и напряжений показали, что потери в системах зависят от высших гармоник, несимметрии и токов прямой и обратной последовательностей [1–2]. Вопросам симметрирования нагрузки промышленных предприятий и разработке моделей их исследования посвящены работы [3–5]. Исследования коммутационных процессов в системах ЭТК в составе ДСП показали, что срабатывания разрядников приводят к феррорезонансным процессам и снижению надежности электроснабжения [6]. В выше приведенных работах отсутствует анализ электромагнитных процессов в электротехническом оборудовании и системах. Исследования и анализ резкопеременных нагрузок ЭТК в составе ДСП показали, что причиной снижения эффективности работы ЭТК являются совокупность характерных особенностей электротехнологических режимов ДСП [7–9]. Для инженерных расчетов потерь в массивных деталях конструкции электротехнического оборудования, работающего при резкопеременных режимах, предложен метод эквивалентирования [10]. В анализируемых публикациях отсутствуют методы исследования НЭМП в системах и электротехническом оборудовании, возбуждаемых резкопеременными нагрузками. В практике проектирования электротехнического оборудования и систем управления электротехнологическими процессами НЭМП и резонансные явления не учитываются. Поэтому в условиях эксплуатации такие процессы приводят к снижению надежности электроснабжения, эффективности управления и функционирования ЭТК.

Целью настоящей работы является исследование нестационарных электромагнитных процессов в электротехническом оборудовании и системах электротехнологических комплексов с резкопеременным характером нагрузки. Исследования выполнялись на математической модели и системе электроснабжения ЭТК в составе сетевых и электропечных трансформаторов, ДСП и ТКРМ, однолинейная схема которого приведена на рис. 1.

В исследуемой схеме НЭМП протекают в контуре электропечной трансформатор – сеть 35 кВ – тиристорный компенсатор реактивной мощности – фильтры высших гармоник. Контрольно-измерительная и аварийная аппаратура эти явления не регистрирует, поскольку установлена в цепях цеховых и заводских подстанций. Поэтому выяснение причины аварийной ситуации представляет существенные практические затруд-

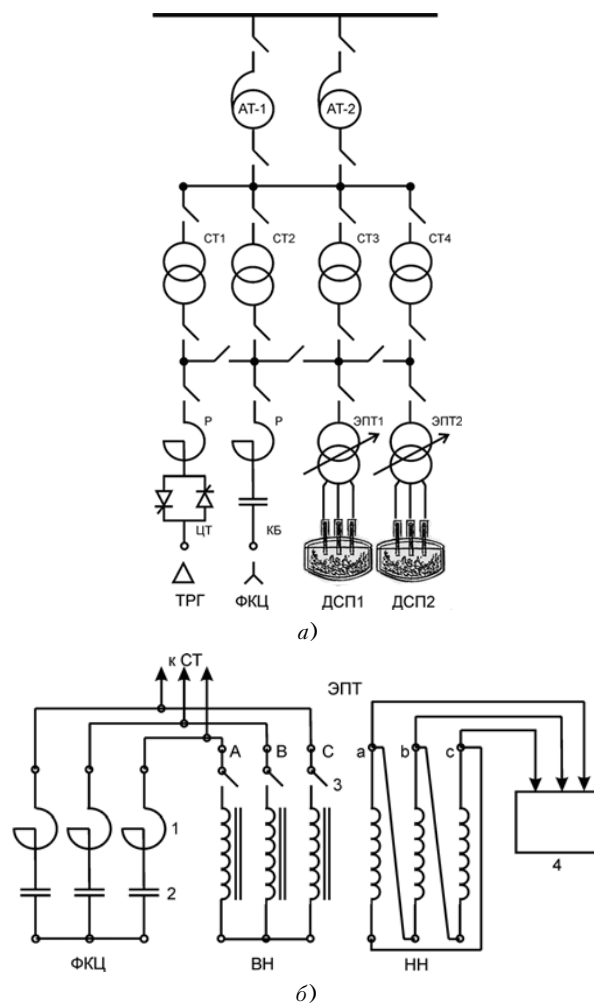


Рисунок 1 – Однолинейная электрическая схема ЭТК в составе ДСП и ТКРМ (а) и схема соединения ФКЦ и ЭПТ (б):

1 – реакторы; 2 – конденсаторные батареи; 3 – выключатели на напряжение 35 кВ; 4 – ДСП; П – сглаживающие реакторы; ЦТ – управляемые тиристорные группы; ЭПТ и СТ – электропечной и сетевой масляные трансформаторы

нения. Возбуждающими факторами нестационарных электромагнитных и колебательных процессов являются токи включения, срабатывание защитных разрядников, пробой отдельных секций статических конденсаторных батарей, изменение технического состояния и геометрии обмоток трансформаторного оборудования и др. Изменяющимися электрическими параметрами в таких схемах являются активное, реактивное и емкостное сопротивление, напряжение и ток, несимметрия и несинусоидальность нагрузки, а также колебания частоты.

ФОРМУЛИРОВКА И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Эквивалентная схема исследования НЭМП в системе электроснабжения ДСП и зависимость индукции

от напряженности магнитного поля электропечного трансформатора показаны на рис. 2.

Напряжение на электропечной трансформатор подается от сетевого трансформатора на сочетание напряжений 110/35 кВ согласно рис. 1. Влияние резкопеременной нагрузки на формирование и развитие нестационарных электромагнитных процессов в указанном выше контуре состоит в следующем. В момент включения электропечного трансформатора на холостой ход, что соответствует разомкнутому состоянию ключа, происходит изменение индукции в магнитопроводе, как показано на рис. 2, б. Это приводит к изменению индуктивности трансформатора и сочетанию активного и реактивного сопротивлений цепи. Пусть в нем изменяющимся параметром является реактивная составляющая сопротивления электропечного трансформатора. Поскольку индуктивность трансформаторного оборудования и ток являются функцией магнитного потока $\Psi(\omega)$ и напряженности магнитного поля, то представим их в следующем виде:

$$L(\omega, \omega) = \Psi_m(\omega) \cdot I_m^{-1}(t)|_{\omega = \text{const}};$$

$$I(t) = H(t) \cdot l/\omega. \quad (1)$$

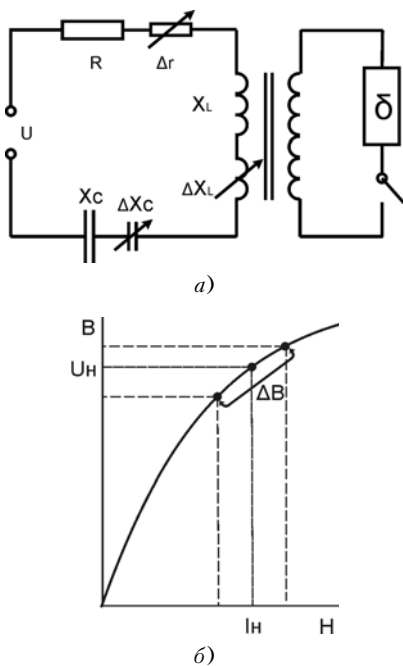


Рисунок 2 – Эквивалентная схема для исследований НЭП в системах электроснабжения энергоемких ЭТК, возбуждаемых ВРН (а) и зависимость индукции от напряженности магнитного поля ЭПТ (б):

R – номинальные значения сопротивлений; r – изменения сопротивлений; δ – параметр, характеризующий резкопеременную нагрузку

На основании (1) математическую модель для исследований нестационарных электромагнитных и колебательных процессов представим в следующем виде:

$$\frac{d\Psi(t)}{dt} + R_H \cdot i(t) + C_H^{-1} \cdot \int i(t) dt = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) = k U_{m0} \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad (2)$$

где φ – угол, характеризующий сдвиг между приложенным напряжением и магнитным потоком и пропорциональный наличию потерь электрической энергии.

Продифференцировав уравнение (2) по времени, приходим к упрощенному уравнению

$$\frac{d^2 \Psi(t)}{dt^2} + R_H \frac{di(t)}{dt} + C_H^{-1} i = k \omega U_{m0} \cos(\omega t + \varphi). \quad (3)$$

Равенство (3) позволяет исследовать изменения мгновенных значений исследуемых нелинейных электромагнитных процессов. Аппроксимируя нелинейную зависимость магнитного потока $\psi(t)$ от тока $i(t)$ полиномом третьей степени

$$i(t) = a\psi(t) + b\psi^3(t), \quad (4)$$

приходим к следующему дифференциальному уравнению:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{di(t)}{d\psi(t)} \frac{d\psi(t)}{dt} = \frac{d\psi(t)}{dt} (a + 3b\psi^2(t)). \quad (5)$$

Решение уравнения (3) можно отыскивать не только при полиномиальном (4), но и при других аппроксимирующих выражениях.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЗАИМОСВЯЗИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Учитывая (5), уравнение (2) преобразуем к нелинейному дифференциальному уравнению второго порядка, в котором взаимосвязаны электрические и электромагнитные параметры исследуемого участка цепи:

$$\frac{d^2 \Psi(t)}{dt^2} + R_H a (1 + 3b\psi^2(t) a^{-1}) \frac{d\psi(t)}{dt} + a\psi(t) C_H^{-1} + b\psi^3(t) C_H^{-1} = k \omega U_{m0} \cos(\omega t + \varphi). \quad (6)$$

Для придания математической модели (6) решаемой задачи физического смысла вводим следующие обозначения:

$$\omega_0 = (a/c)^{0,5}; \quad \Psi_0(t) = \omega U_{m0} / \omega_0^2; \quad a = \omega / \omega_0; \quad (7)$$

$$F(t) = \psi(t)/\psi_0^{-1}; \quad \tau = \omega_0 t; \quad 2q = R_0/\omega_0; \quad (8)$$

$$\begin{aligned} k_1 &= k \cos \varphi; \quad k_2 = k \sin \varphi; \\ \lambda &= b \psi_0^2(t)/a = [(\omega F_{m.o})/\omega_0^2] b/a. \end{aligned} \quad (9)$$

Выполнив соответствующие преобразования с учетом (7)–(9), приходим к следующему дифференциальному уравнению второго порядка:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 F(t)}{dt^2} + 2q[1 + 3\lambda F^2(t)] \frac{dF(t)}{dt} + F(t) + \lambda F^3(t) = \\ = k \cos(a\tau + \varphi) = k_1 \cos(a\tau) - k_2 \sin(a\tau). \end{aligned} \quad (10)$$

Ввиду малости второго сомножителя при первой производной в (10) и того, что он не в полной мере отражает характер протекания электромагнитного процесса, при дальнейших преобразованиях им пренебрегаем. В результате приходим к обобщенному уравнению модельной задачи с коэффициентом затухания колебательного процесса в исследуемом контуре в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 F(t)}{dt^2} + 2q \frac{dF(t)}{dt} + F(t) + \lambda F^3(t) = k \cos(a\tau + \varphi) = \\ = k \cos(a\tau + \varphi) = k_1 \cos(a\tau) + k_2 \sin(a\tau). \end{aligned} \quad (11)$$

Решение модельной задачи (11) будем отыскивать в виде

$$f(t) = F_m(t) \cos(a\tau). \quad (12)$$

С учетом (12) производные в уравнении (11) принимают следующую форму:

$$\frac{df(y)}{d\tau} = -a F_m(t) \sin(a\tau); \quad (13)$$

$$\frac{d^2 f(y)}{d\tau^2} = -a^2 F_m(t) \cos(a\tau). \quad (14)$$

Подставляя (7)–(9) в (11) с учетом (12)–(14), приходим к следующему равенству:

$$\begin{aligned} -a^2 F_m(t) \cos(a\tau) - 2qa F_m(t) \sin(a\tau) + F_m(t) \cos(a\tau) + \\ + \lambda F_m^3(t) [(3/4) \cos(a\tau) + \cos(3a\tau)/4] = \\ = k_1 \cos(a\tau) + k_2 \sin(a\tau). \end{aligned} \quad (15)$$

Равенство (15) показывает, что при приложенном синусоидальном напряжении в параметре (F) содержатся высшие гармоники, которые приводят к усложнению анализа электромагнитных процессов в исследуемом участке системы электроснабжения. Поэтому

решение задачи следует отыскивать исходя из физического представления протекания электромагнитных процессов.

МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

Равенство (15) будем исследовать графическим методом в сочетании с физическим представлением взаимосвязи электромагнитных параметров исследуемого процесса. С целью упрощения и придания решению физического смысла группируем параметры, содержащие $\cos(a\tau)$ и $\sin(a\tau)$, в результате чего приходим к следующей системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= -a^2 F_m(t) + F_m(t) + L^{-1} [3\lambda F_m(t)] \\ k_2 &= 2q F_m(t) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Поскольку

$$\begin{aligned} k^2 &= k_1^2 + k_2^2 = \\ &= (1 - a^2) F_m(t) + [3\lambda F_m^3(t)]^2 L^{-1} + [2qa F_m(t)]^2, \end{aligned} \quad (17)$$

то при соблюдении (16) можно получить решение, в котором удобно анализировать влияние отдельных параметров на характер протекания электромагнитных процессов. Так, при $q = 0$ уравнение (17) преобразуется к более простому, но наглядному виду

$$F_m(t)(1 - a^2) + (3\lambda F_m^3(t))/L = k, \quad (18)$$

удобному для анализа изменения амплитуды колебательного электромагнитного процесса в зависимости от частоты и времени. Его более эффективно решать графическим методом. Для этого вводим следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} f_1(t) &= (a^2 - 1) F_m(t) + k \\ f_2(t) &= (3\lambda F_m^3(t))/L \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Первое уравнение этой системы представляет собой уравнение прямой, а второе – параболическое с кубическим показателем.

Анализ решения модельной задачи на математической модели показал, что в соответствие с физической интерпретацией можно получить три варианта решения системы (19). Наиболее приемлемыми являются решения, приведенные на рис. 3 и на рис. 4, которые согласуются с физическим представлением исследуемого процесса.

В первом варианте, показанном на рис. 1, единственное решение для обоих уравнений системы (19) возможно при $0 < a < a'$.

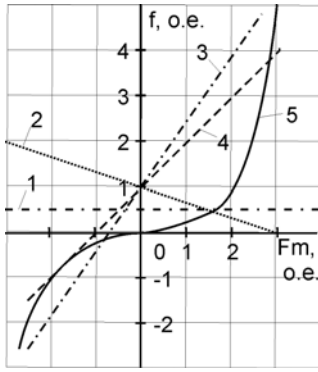


Рисунок 3 – Графическое представление изменения амплитуды колебательного процесса промышленной частоты в зависимости от изменяющихся электромагнитных параметров исследуемого участка цепи

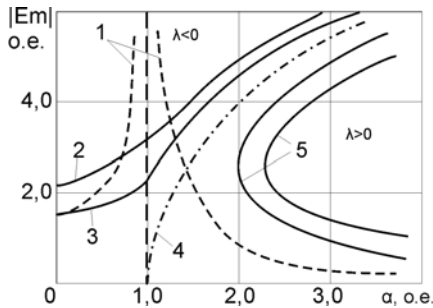


Рисунок 4 – Зависимость изменения амплитуды напряжения от частоты в исследуемом контуре с линейными (1) и нелинейными (2–5) параметрами

Во втором – возможны два решения при $a = a'$. При этом одно значение находится в положительном квадранте прямоугольной системы координат, а второе – в отрицательной.

В третьем варианте можно получить три решения. Одно находится в положительной области, а два других в отрицательной. Отсюда следует, что амплитуда напряжения в исследуемом контуре существенно зависит от сочетания параметров, характеризующих индуктивность и емкость в исследуемой цепи. Физическое представление решения позволяет конкретизировать полученные результаты исследований применительно к нашему случаю, когда индуктивность электропечного трансформатора может увеличиться в момент включения или изменяться в зависимости от больших кратностей токов технологических коротких замыканий, как показано на рис. 2, б.

Решение нелинейной зависимости Fm от $a = \omega/\omega_0$ следует отыскивать при $\lambda > 0$. Решение линейной задачи соответствует $\lambda = 0$. Из рис. 2 видно, что для линейного случая, ($k_{л} = 0, \lambda > 0$) имеет место резонансный электромагнитный процесс. При нелинейных па-

раметрах, для различных значений k имеет место семейство кривых, которые соответствуют уравнению (18) и располагаются вправо и влево относительно решения при $k = 0$:

$$a^2 = (\omega/\omega_0)^2 = 1 + 3\lambda Fm^2/4. \quad (20)$$

При $k > 0$ резонансные кривые располагаются слева от кривой, описанной уравнением (20), а при $k < 0$ – справа. В последнем случае, при одних и тех же значениях $a > 1$ и $a > 0$, наблюдается два очага развития резонансных явлений.

При изменении частоты в области, меньшей резонансной, амплитуда колебательного процесса меньше и отвечает большим значениям индуктивности $L = \Psi_m^{(t)}/I(t)$, для которых $\omega_0 = (LC)^{-0,5}$. При увеличении частоты эквивалентная индуктивность уменьшается, а резонансная частота увеличивается. Это имеет место в фильтрах второй гармоники, собственная частота которых составляет 100 Гц. Очевидно, что при подаче синусоидального напряжения в сеть 35 кВ $U_c = U_m \times \sin(\omega t + \varphi)$ в исследуемом контуре, после переходного процесса, будут иметь место колебания с промышленной частотой (ω). Ток и напряжение будут описываться соответствующими уравнениями:

$$i_k = (U_m \cos(\omega t + \varphi - \varphi'))Z_k^{-1}, \quad (21)$$

$$U_{k.k} = U_m \sin(\omega t + \varphi - \varphi') \cdot (Z_k \omega C)^{-1}, \quad (22)$$

где

$$Z_k = \left\{ r^2 + [\omega L - (\omega C)^{-1}]^2 \right\}^{0,5}; \quad (23)$$

$$\varphi' = \arctg[\omega L - (\omega C)^{-1}]r^{-1}. \quad (24)$$

Анализ исследований уравнений (21)–(24) показал, что ток $i_k = U_m \cos(\varphi - \varphi') \cdot Z^{-1}$ в исследуемом контуре зависит от полного сопротивления, а напряжение на емкостях фильтров высших гармоник равно $U_c = U_m \sin(\varphi - \varphi') \cdot [Z \cdot (\omega C)]^{-1}$. Отсюда следует, что в исследуемом контуре могут возникать свободные и вынужденные колебания с амплитудой и частотой, которые определяются параметрами электротехнического оборудования. Развитие возможных колебательных процессов в исследуемом участке сети системы электроснабжения ЭТК показано на рис. 3. За счет наличия активного сопротивления свободные колебания напряжения и тока, с течением времени, затухают по экспоненциальному закону:

$$i_{св} = -\frac{U_m}{Z_k} (e^{-q_0 t} \cdot \cos(\omega t + \varphi - \varphi')), \quad (25)$$

$$U_{св} = -\frac{U_m}{Z_k \omega C} \cdot \sin(\omega t + \varphi - \varphi'), \quad (26)$$

где $q_0 = r \cdot (2L)^{-1}$ – коэффициент затухания.

На рис. 5 показаны зависимости смоделированных вынужденных, свободных, затухающих и резонансных колебательных процессов тока в исследуемом контуре сети 35 кВ ЭТК в составе ДСП и ТКРМ. Из рис. 5 видно, что при изменении реактивного сопротивления электропечного трансформатора и неизменной частоте питающего напряжения возникают нестационарные электромагнитные процессы, в результате которых ток в контуре возрастает.

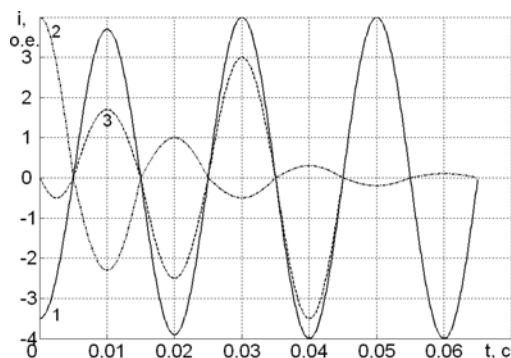


Рисунок 5 – Моделирование вынужденных (1), свободных (затухающих) (2), и резонансных (3) колебательных процессов тока в исследуемом контуре сети 35 кВ ЭТК в составе ДСП и ТКРМ

При наличии предпосылок изменения собственной частоты исследуемого контура может иметь место наложение двух процессов: увеличение тока и изменение частоты колебательного нестационарного процесса. Таким образом, при неизменной частоте питания напряжение на конденсаторных батареях ФКЦ не может превышать двойного номинального значения, а ток зависит от сопротивления сети и сочетания составляющих сопротивлений энергоемкого электротехнического оборудования, таких как силовые трансформаторы, реакторы, фильтры.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Исследованные на математической модели явления подтверждены экспериментальными измерениями в условиях работы ЭТК в составе трансформаторов, ДСП и ТКРМ на электрометаллургическом предприятии. Экспериментальные исследования выполнялись по методикам, приведенным в работах [8–10]. Результаты экспериментальных исследований приведены на осциллограммах рис. 6 и рис. 7.

Отсюда видно, что в момент включения электропечного трансформатора имеют место формирование и

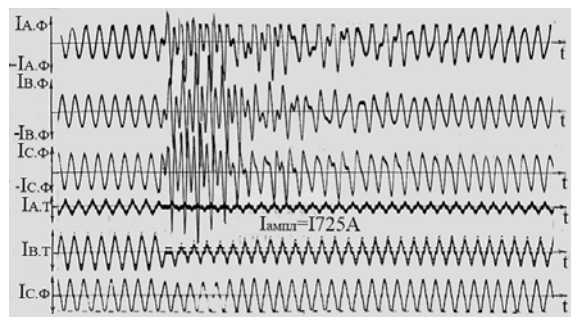


Рисунок 6 – Осциллограммы токов в ФКЦ второй гармоники и ТРГ в момент включения электропечного трансформатора на холостой ход:

I – ток; А, В, С – фазы; Ф – ФКЦ; Т – ТРГ

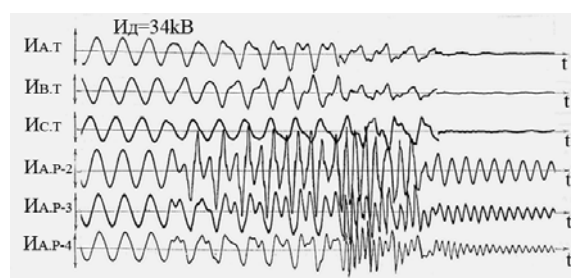


Рисунок 7 – Осциллограммы напряжений в фазах ТРГ и ФКЦ в момент пробоя разрядников:

А, В, С – фазы; т – ТРГ; р – реакторы соответствующих фильтров компенсирующих цепей (2-го, 3-го, 4-го)

дальнейшее развитие колебательного процесса в цепях ФКЦ второй гармоники, сети 35 кВ и в обмотках высокой стороны электропечного трансформатора. Полученные результаты теоретических и экспериментальных исследований использованы при наладке и приемосдаточных испытаниях ЭТК в составе: СТ, ЭПТ, ТКРМ и ДСП-100. Они позволили уточнить инженерную методику эквивалентирования и расчета оптимальных электрических режимов электротехнического и электротехнологического оборудования в соответствии требованиям государственных стандартов и нормативно-технической документации [10], а также повысить эффективность функционирования ЭТК в составе: СТ, ЭПТ, ТКРМ и ДСП-100.

ВЫВОДЫ

1. Предложена математическая модель для исследования нестационарных электромагнитных явлений и аварийных колебательных процессов в системе 35 кВ электротехнологического комплекса, состоящего из сетевых и электропечных трансформаторов, дуговых сталеплавильных печей и компенсаторов реактивной мощности в составе фильтров высших гармоник и реактивной мощности.

2. Установлены причинно-следственные факторы образования очагов развития нестационарных электромагнитных и колебательных процессов в контуре, состоящем из электропечного трансформатора и тиристорного компенсатора реактивной мощности, а также определены места их формирования.

3. Полученные решения рационально использовать при компьютерном моделировании нестационарных электромагнитных процессов и автоматизированном управлении в системах электроснабжения энергоемких ЭТК с резкопеременным характером нагрузки.

4. При неизменной частоте питания напряжение на конденсаторных батареях ФКЦ не может превышать двойного номинального значения, а ток зависит от сопротивления сети и сочетания его составляющих.

5. Нестационарные электромагнитные и колебательные процессы в системах ЭТК с резко переменными нагрузками могут приводить к ложным срабатываниям систем управления электротехнологических процессов и снижению эффективности функционирования комплексов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Actira Nabal, Toshiko Tanaka. Definition of Instantaneous Active-Reactive Current and Power Based on Instantaneous Space Vectors on Polar Coordinates in Three-Phase Circuits // IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 11. – 1996. – № 3. – P. 1238–1244.
2. Gzarmeski L. Comments on Active Power Flow and Energy Accounts in Electrical Systems With Nonsinusoidal Waveforms and Asymmetry // IEEE Transactions on Power Delivery. – Vol. 11. – 1996. – № 3. – P. 1244–1250.
3. Шидловский А. К., Невский В. А., Капличный Н. Н. Стабилизация параметров электрической энергии в распределительных сетях. – К.: Наук. думка, 1990. – 312 с.
4. Жежеленко И. В. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях. – М.: Энергоатомиздат, 2004. – 168 с.
5. Кузнецов В. Г. Математические модели несимметричных режимов электрических сетей при случайном ха-

- рактере изменения параметров нагрузки // Техн. электродинамика. – 2002. – № 1. – С. 16–17.
6. Гудим В. І. Електромагнітна сумісність електропостачальних систем дугових сталетопних печей // Праці 3-ї міжнар. нук.-техн. конф. «Математичне моделювання в електротехніці, електроніці та електроенергетиці». – Львів. – 1994. – С. 63.
 7. Эксплуатационные особенности трансформаторного оборудования в системах электроснабжения энергоемких электротермических комплексов типа ДСП / В. А. Лейбензон, А. П. Лютый, Н. С. Балабуха, В. В. Зиновкин // Технічна електродинаміка. – 2000. – № 5. – С. 56–61.
 8. Зиновкин В. В. Экспериментальные исследования особенностей резкопеременной нагрузки группы энергоемких электротехнологических комплексов // Праці інституту електродинаміки національної академії наук України. – 2004. – № 3(9) – С. 36–43.
 9. Зиновкин В. В., Куш В. В., Залужный М. Ю. Методика экспериментальных исследований физических процессов на моделях силового электрооборудования при резкопеременных токах // Доклады 4-й научно-технической конференции: «Метрология электрических измерений в электротехнике». – М.: РАО «ЕС России», ОАО «ВНИИЭ». – 2004. – С. 264–268.
 10. Зиновкин В. В., Андриенко А. Н. Эквивалентирование потерь от вихревых токов в массивных деталях, работающих в резкопеременном электромагнитном поле // Електротехніка та електроенергетика. – 2004. – № 1. – С. 27–32.

Надійшла 21.02.05
Після доробки 7.10.05

Приведено результати досліджень нестационарних електромагнітних процесів в системах електропостачання енергоємних електротехнологічних комплексів у складі: силових трансформаторів, дугових сталеплавильних печей та тиристорних компенсаторів реактивної потужності. Показано, що причиною їх розвитку є характерні особливості електротехнологічних режимів, які призводять до зміни параметрів електротехнічного обладнання, що необхідно враховувати в системах електропостачання автоматизованого керування електротехнологічним процесом.

Results of researches of non-stationary electromagnetic processes in system of electrosupply of power-intensive electrotechnological complexes are resulted in structure of arc steel-smelting furnaces and the equaliser of jet capacity. It is shown, that the reason of their development are features of electrotechnological modes which result in change of parameters of the electrotechnical equipment.

УДК 62–505

В. Ф. Кудин, А. В. Торопов

АНАЛИТИЧЕСКОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ СУБОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА КОНТУРА СТАБИЛИЗАЦИИ УСИЛИЯ РЕЗАНИЯ С УЧЕТОМ НЕЛИНЕЙНОЙ УПРУГОЙ СВЯЗИ

Рассмотрена задача синтеза субоптимального регулятора контура стабилизации усилия резания металлорежущего станка. Спроектирован нелинейный субоптимальный регулятор на основе метода Беллмана-Ляпунова с использованием концепции метода «погружения», который позволяет существенно упростить вычислительную процедуру синтеза.

© Кудин В. Ф., Торопов А. В., 2005

ВВЕДЕНИЕ

В металлорежущих станках широко распространены системы стабилизации силовых параметров. Одной из наиболее используемых является система стабилизации усилия резания, которая позволяет повысить произво-

дительность и улучшить качество обрабатываемых деталей [1].

На динамику системы стабилизации процесса металлообработки значительно влияет наличие нелинейной упругой связи привода подачи. Нелинейность привода определяется наличием зазоров в механической передаче, связанным с неточностью изготовления ее узлов (шариково-винтовых пар, направляющих и т. д.). В математической модели привода суммарный зазор кинематической передачи описывается нелинейностью типа «зона нечувствительности» [2]. Наличие такой нелинейности при достаточно больших коэффициентах усиления создает условия для возникновения режима автоколебаний в контуре стабилизации усилия резания (КСУР) [3]. Этот режим является недопустимым, так как крайне неблагоприятно влияет на работу электропривода, вызывая преждевременный износ механической части и не обеспечивает нормальную эксплуатацию при наличии возмущений.

Существует ряд публикаций [4], [5], в которых исследуется влияние нелинейной упругой связи на динамику электропривода, однако они носят частный характер. Исследований, посвященных задаче синтеза нелинейного регулятора при наличии нескольких нелинейностей, практически не существует.

Наиболее перспективным направлением в настоящее время является разработка субоптимального нелинейного управления, которое позволяет учитывать наличие нескольких нелинейностей в контуре управления и существенно улучшает динамику системы.

Заметим, что решение задачи аналитического конструирования (АК) субоптимального регулятора для нелинейных систем высокого порядка является сложным в вычислительном отношении, причем сложность резко возрастает по мере увеличения порядка системы. Поэтому, получение закона субоптимального управления для систем стабилизации усилия резания, объект которой содержит несколько нелинейностей и описывается системой дифференциальных уравнений выше третьего порядка, представляет собой актуальную задачу, имеющую как прикладное, так и общетеоретическое значение. В представленной статье решение задачи АК основано на методе Беллмана-Ляпунова с использованием концепции «метода погружения» [6] и является дальнейшим развитием метода синтеза, изложенного в [7–9].

1 МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КСУР

В последнее время в системах стабилизации силовых параметров применяются электроприводы с синхронными двигателями с постоянными магнитами (СДПМ). Простота конструкции, бесконтактность электромагнитной части, относительная высокая механическая прочность вращающихся элементов конструк-

ции, отсутствие потерь мощности на возбуждение обусловили повышенный интерес к этому классу электрических машин. Для исследований и осуществления процедуры синтеза регулятора в качестве математической модели для СДПМ используется двухфазная эквивалентная модель в системе координат ротора [10–11].

Рассмотрим структурную схему КСУР, представленную на рис. 1, содержащую регулятор усилия резания, систему стабилизации скорости вращения вала двигателя, кинематическую передачу и процесс резания. Питание СДПМ осуществляется от источника тока, который представлен на структурной схеме КСУР нелинейным звеном типа «насыщение». Таким образом, в электроприводе реализуется прямое управление моментом, при котором обеспечивается высокое быстродействие системы. Кроме того, упрощается процедура синтеза АК субоптимального регулятора за счет отсутствия токового контура управления. Кинематическая передача представляет собой двухмассовую систему с сосредоточенными моментами инерции J_1 и J_2 , с жесткостью C_{12} и вязким трением β_{12} . Система стабилизации скорости вращения вала двигателя и механическая передача входят в контур стабилизации линейного перемещения режущего инструмента с П-регулятором положения. Процесс резания представлен аperiodическим звеном первого порядка [1].

На рис. 1 введены следующие обозначения: F_z – тангенциальная составляющая усилия резания; l_2 – линейное перемещение режущего инструмента; φ_2, ω_2 – угол поворота и скорость выходного вала редуктора; φ_1, ω_1 – угол поворота и скорость вала двигателя; M_{12} – момент упругости; M – двигательный момент; M_{c1}, M_{c2} – моменты нагрузки вала двигателя и исполнительного механизма; i_{1q} – составляющая тока статора по оси q ; $u_{\text{рур}}$ – выходное напряжение регулятора усилия резания; i_q^* – задающий сигнал составляющей тока статора по оси q ; F_{z3} – задающее воздействие по усилию резания; $K_{\text{рез}}, T_{\text{рез}}$ – параметры процесса резания; $K_{\text{п}}$ – коэффициент усиления передаточного устройства; J_1, J_2 – сосредоточенные моменты инерции вала двигателя и исполнительного механизма; C_{12}, β_{12} – приведенные коэффициенты жесткости и вязкого трения; $2b_1$ – суммарный зазор в механической передаче; K_l, K_{ω} – коэффициенты обратных связей по перемещению исполнительного механизма и скорости вращения вала двигателя; λ_m – потокосцепление постоянных магнитов; L_q – собственная индуктивность статора по оси q ; R_1 – активное сопротивление фазы ротора; $K_{\text{рп}}$ – коэффициент усиления регулятора положения; $\Delta\varphi, \Delta\varphi'$ – разность углов поворота вала двигателя и выходного вала редуктора без учета и с учетом суммарного зазора в механической передаче, соответственно, $I = f_1(u_{\text{рц}})$ – нелинейность типа «насыщение»; $\Delta\varphi' = f_2(\Delta\varphi)$ – нелинейность типа «зона нечувствительности».

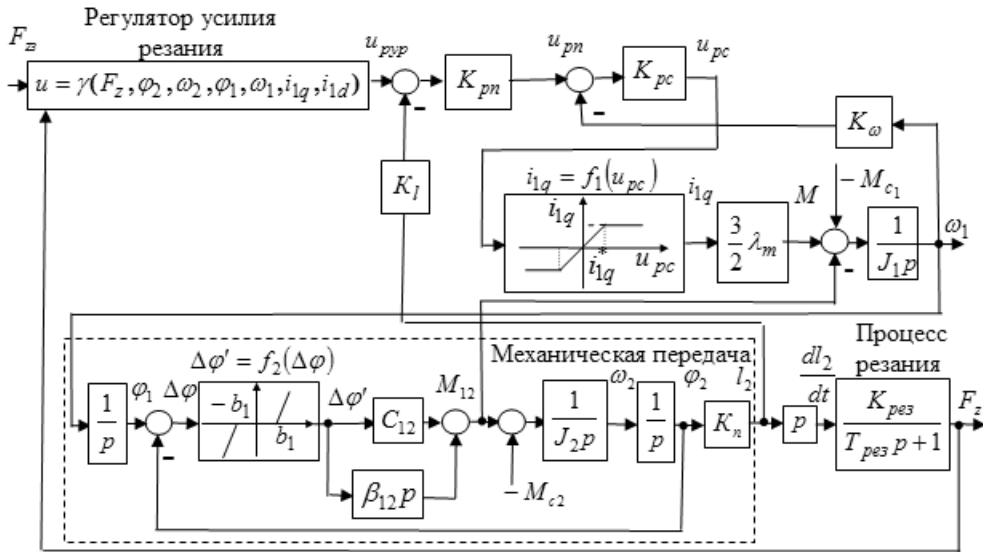


Рисунок 1 – Структурная схема контура стабилизации усилия резания

Контур стабилизации усилия резания, в соответствии с заданной структурной схемой, описывается системой дифференциальных уравнений (1)

$$\frac{dF_z}{dt} = -\frac{1}{T_{рез}} F_z + \frac{K_{рез} \cdot K_{\Pi}}{T_{рез}} \cdot \omega_2, \quad \frac{d\omega_2}{dt} = \omega_2,$$

$$\frac{d\omega_2}{dt} = \frac{1}{J_2} \left(c_{12} \cdot f_2(\varphi_1 - \varphi_2) + \beta_{12} \cdot \frac{d}{dt} f_2(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} \right),$$

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \omega_1,$$

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \frac{1}{J_1} \cdot \left(M - c_{12} \cdot f_2(\varphi_1 - \varphi_2) - \beta_{12} \cdot \frac{d}{dt} f_2(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} \right), \quad (1)$$

где

$$M = \frac{3}{2} \cdot \lambda_m \cdot f_1(K_{pc} \cdot (K_{pn}(u_{rpp} - K_1 \cdot l_2) - K_{\omega} \cdot \omega_1)).$$

2 СИНТЕЗ СУБОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА КСУР

Осуществим процедуру АК субоптимального регулятора для КСУР. Произведем линеаризацию нелинейностей $I = f_1(u_{pc})$ и $\Delta\varphi' = f_2(\Delta\varphi)$, в соответствии с методикой, изложенной в [12, 13] методом «секущих». В итоге, получим $I = K_{ннас}(u_{pc}) \cdot u_{pc}$ и $\Delta\varphi' = K_{нотс}(\Delta\varphi) \times \Delta\varphi$, где $K_{ннас}(u_{pc})$ и $K_{нотс}(\Delta\varphi)$ – коэффициенты линеаризации. Далее, переходя к системе дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши, запишем

$$\dot{x}_1 = -a_1 x_1 + a_2 x_3, \quad \dot{x}_2 = x_3,$$

$$\dot{x}_3 = -a_3 x_2 - a_4 x_3 + a_5 x_4 + a_6 x_5, \quad \dot{x}_4 = x_5,$$

$$x_5 = -a_7 x_2 + a_8 x_3 - a_9 x_4 - a_{10} x_5 + bu, \quad (2)$$

где $x_1 = F_z$; $x_2 = \omega_2$; $x_3 = \omega_1$; $x_4 = \varphi_1$; $x_5 = \omega_1$; $a_1 = T_{рез}^{-1}$;

$$a_2 = K_{рез} \cdot K_{\Pi} \cdot T_{рез}^{-1}; \quad a_3 = a_5 = C_{12} \cdot K_{нотс}(\Delta\varphi) \cdot J_2^{-1};$$

$$a_4 = a_6 = \beta_{12} K_{нотс}(\Delta\varphi) \cdot J_2^{-1};$$

$$a_7 = \frac{3}{2} \cdot \lambda_m \cdot K_{ннас}(u_{pc}) \cdot K_{pc} \cdot K_{pn} \cdot K_{\Pi} \cdot K_I \cdot J_1^{-1} - C_{12} \cdot K_{нотс}(\Delta\varphi) \cdot J_2^{-1};$$

$$a_8 = \beta_{12} K_{нотс}(\Delta\varphi) \cdot J_1^{-1}; \quad a_9 = C_{12} \cdot K_{нотс}(\Delta\varphi) \cdot J_1^{-1};$$

$$a_{10} = \frac{3}{2} \cdot \lambda_m \cdot K_{ннас}(u_{pc}) \cdot K_{pc} \cdot K_{\omega} \cdot J_1^{-1} + \beta_{12} K_{нотс}(\Delta\varphi) \cdot J_2^{-1};$$

$$b = \frac{3}{2} \cdot \lambda_m \cdot K_{ннас}(u_{pc}) \cdot K_{pc} \cdot K_{pn} \cdot J_1^{-1}.$$

В матричной форме уравнение (2) переписывается в виде $\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U$, где

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -a_3 & -a_4 & a_5 & a_6 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_7 & a_8 & -a_9 & -a_{10} \end{bmatrix},$$

$$B = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ b]^T,$$

$$X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T.$$

При этом коэффициенты матриц A и B являются функциями параметров линеаризации, то есть будут изменяться для различных областей фазового пространства.

Минимизируемый неквадратичный функционал выбираем, исходя из требования минимизации динамической ошибки и минимума затрат на управление

$$\min_u J = \int_0^{\infty} \left(\sum_{i=1}^5 q_i x_i^2 + ru^2 \right) dt. \quad (3)$$

В соответствии с методикой, изложенной в [7–9], процедуру синтеза с использованием метода «погружения» можно представить в виде следующей последовательности этапов.

Первый этап. Осуществляется решение задачи АК для линеаризованной системы (2) и квадратичного функционала (3) «в малом», то есть при $K_{\text{ннас}} = K_{\text{ннас}1}$ и $K_{\text{нотс}} = K_{\text{нотс}1}$. При этом приходим к решению матричного уравнения Риккати вида $Q + SA + A^T S - SBR^{-1}B^T S = 0$, где $Q = (q_1, \dots, q_5)$, $R = [r]$, и находим коэффициенты матрицы S . Тогда уравнение регулятора при решении задачи в «малом» запишется $U_1 = -K_1 \cdot X$, где K_1 – оптимальная матрица усиления.

Второй этап. Находим решение задачи АК для линеаризованной системы (2) и квадратичного функционала (3) «в большом» при $K_{\text{ннас}} = K_{\text{ннас}2}$ и $K_{\text{нотс}} = K_{\text{нотс}2}$ причем $K_{\text{ннас}1} > K_{\text{ннас}2}$ и $K_{\text{нотс}1} < K_{\text{нотс}2}$. Уравнение регулятора при решении задачи «в большом» имеет вид $U_2 = -K_2 \cdot X$.

Таким образом, коэффициенты функции Беллмана зависят от положения изображающей точки в фазовом пространстве, то есть являются функциями переменных состояния.

Третий этап. Определяются новые допустимые управления и осуществляется сшивание «мгновенных значений» управляющих воздействий u_1 и u_2 , справедливых для различных областей фазового пространства. Представим уравнение регулятора «в большом» в виде $U_2 = U_1 + \Delta U$, где $\Delta U = -(K_2 - K_1) \cdot X = -\Delta K \cdot X$. По-

скольку коэффициенты регулятора k_1, \dots, k_n являются функциями переменных состояния, то управляющими воздействиями полагаем вариации параметров $\Delta k_1, \dots, \Delta k_n$ [7–9]. Тогда управление «в большом» принимает вид

$$u_2 = - \left(\sum_{i=1}^5 k_i x_i + \sum_{j=1}^5 \Delta k_j x_j \right). \quad (4)$$

Минимизируемый неклассический функционал (критерий обобщенной работы Красовского А. А.), отвечающий требованиям динамической точности и минимума затрат на управление, имеет вид

$$\min_{\Delta k_1, \dots, \Delta k_5} J_5 = \int_0^{\infty} \left[\sum_{i=1}^5 q_i x_i^2 + \sum_{j=1}^5 c_j \Delta k_j^2 + \sum_{j=1}^5 \frac{x_j^2}{4c_j} \cdot \left(b \frac{\partial V}{\partial x_j} \right)^2 \right] dt. \quad (5)$$

Подставляя (4) в (2), получаем

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -a_1 x_1 + a_2 x_3, \quad \dot{x}_2 = x_3, \\ \dot{x}_3 &= -a_3 x_2 - a_4 x_3 + a_5 x_4 + a_6 x_5, \quad \dot{x}_4 = x_5, \\ \dot{x}_5 &= -a_7 x_2 + a_8 x_3 - a_9 x_4 + (-a_{10} x_5) - \\ &\quad - b \cdot \left(\sum_{i=1}^5 k_i x_i + \sum_{j=1}^5 \Delta k_j x_j \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Для системы уравнений (6) и минимизируемого функционала (5) функциональное уравнение Беллмана имеет вид

$$\begin{aligned} \Delta k_1, \dots, \Delta k_5 \min \left[\sum_{i=1}^5 q_i x_i^2 + \sum_{j=1}^5 c_j \Delta k_j^2 + \sum_{j=1}^5 \frac{b^2}{4c_j} \cdot \left(\frac{\partial V}{\partial x_j} \cdot x_j \right)^2 + \right. \\ \left. + \frac{\partial V}{\partial x_1} \cdot (-a_1 x_1 + a_2 x_3) + \frac{\partial V}{\partial x_2} \cdot x_3 + \frac{\partial V}{\partial x_3} \times \right. \\ \left. \times (-a_3 x_2 - a_4 x_3 + a_5 x_4 + a_6 x_5) + \frac{\partial V}{\partial x_4} \cdot x_5 + \frac{\partial V}{\partial x_5} \times \right. \\ \left. \times (-a_7 x_2 + a_8 x_3 - a_9 x_4 - a_{10} x_5 - \right. \\ \left. - b \cdot \sum_{i=1}^5 k_i x_i - b \cdot \sum_{i=1}^5 \Delta k_i x_i \right] = 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Реализуя процедуру минимизации, получим

$$\Delta k_j = \frac{b}{2c_j} \cdot \frac{\partial V}{\partial x_j} \cdot x_j, \quad j = \overline{1, 5}. \quad (8)$$

После исключения Δk_i получаем модификацию уравнения Гамильтона-Якоби-Беллмана:

$$\sum_{i=1}^5 q_i x_i^2 + \frac{\partial V}{\partial x_1} \cdot (-a_1 x_1 + a_2 x_3) + \frac{\partial V}{\partial x_2} \cdot x_3 + \frac{\partial V}{\partial x_3} \cdot (-a_3 x_2 - a_4 x_3 + a_5 x_4 + a_6 x_5) + \frac{\partial V}{\partial x_4} \cdot x_5 + \frac{\partial V}{\partial x_5} \times \left(-a_7 x_2 + a_8 x_3 - a_9 x_4 - a_{10} x_5 - \sum_{i=1}^5 b k_i x_i \right) = 0. \quad (9)$$

Решение уравнения (9) будем искать в виде квадратичной формы

$$V(x_1, \dots, x_5) = \sum_{ij=1}^5 k_{ij} x_i x_j. \quad (10)$$

Дальнейшая процедура АКОР сводится к нахождению коэффициентов квадратичной формы. Окончательно, уравнение регулятора в общем виде примет вид

$$u = - \left(\sum_{i=1}^5 k_i x_i + \sum_{j=1}^5 \frac{b}{2c_j} \frac{\partial V}{\partial x_j} x_j^2 \right) = - \left(\sum_{i=1}^5 k_i x_i + \sum_{j=1}^5 \frac{b}{c_j} x_j^2 \cdot \left(\sum_{j=1}^5 k_{j5} x_j \right) \right), \quad (11)$$

где k_{j5} – коэффициенты квадратичной формы, полученные при «сшивании» решений, $j = \overline{1, 5}$; k_i – коэффициенты квадратичной формы, полученные при решении задачи «в малом», $i = \overline{1, 5}$.

3 МОДЕЛИРОВАНИЕ КСУР С СИНТЕЗИРОВАННЫМ РЕГУЛЯТОРОМ

Процедура АК субоптимального регулятора была осуществлена при следующих параметрах КСУР: $K_{\omega} = 0,1 \text{ Вс}$; $K_l = 10 \text{ В/м}$; $K_{PC} = 10$; $K_{PI} = 0,5$; $K_{II} = 1 \text{ м}$; $J_1 = J_2 = 0,0051 \text{ кг/м}^2$; $K_{рез} = 87,6 \text{ Н/м}$; $T_{рез} = 0,087 \text{ с}$; $2b_1 = 0,2 \text{ рад}$; $C_{12} = 300$; $\beta_{12} = 0,05$; $c\Phi_{II} = 0,8 \text{ Вс}$; $i_{1н} = 10 \text{ А}$; $u_{PC1} = 1 \text{ В}$; $K_{ннас1} = 10$; $K_{ннас2} = 1$; $K_{нотс1} = 0,5$; $K_{нотс2} \approx 1$.

Значения весовых констант, накладывающих ограничения на динамику системы и управляющие воздействия, выбирались в соответствии с методикой, изложенной в [14],

$$q_i = x_{i\max}^{-2}, \quad r = u_{\max}^{-2}, \quad c_j = \Delta k_{j\max}^{-2}.$$

В результате синтеза был получен нелинейный закон управления

$$u = -1,3 \cdot 10^{-7} \cdot x_1 + 9,9 \cdot 10^{-4} \cdot x_2 + 4,8 \cdot 10^{-6} \cdot x_3 - 2,6 \cdot 10^{-4} \cdot x_4 - 1,3 \cdot 10^{-5} \cdot x_5 - (0,133 \cdot 10^{-6} \cdot x_1 - 0,00098 \cdot x_2 + 0,48 \cdot 10^{-5} \cdot x_3 + 0,000256 \cdot x_4 + 13 \cdot 10^{-6} \cdot x_5) \cdot (4,57 \cdot 10^{-4} \cdot x_1^2 + 1639 \cdot x_2^2 + 4,406 \cdot x_3^2 + 2566 \cdot x_4^2 + 28,1 \cdot x_5^2).$$

Исследование и анализ динамики КСУР с синтезированным регулятором проводился методом цифрового моделирования. При моделировании на вход системы подавался линейно нарастающий сигнал задания $F_z(t)$. С целью определения реакции системы на возмущающие воздействия через 5 секунд на систему подавался ступенчатый сигнал, определяющий изменение усилие резания. Процесс резания при анализе динамики был представлен аperiodическим звеном второго порядка, то есть

$$W_{рез}(p) = \frac{K_{рез}}{(T_{рез1}p + 1) \cdot (T_{рез2}p + 1)},$$

где $K_{рез} = 87,6 \text{ Н/м}$, $T_{рез1} = 0,087 \text{ с}$, $T_{рез2} = 0,004 \text{ с}$.

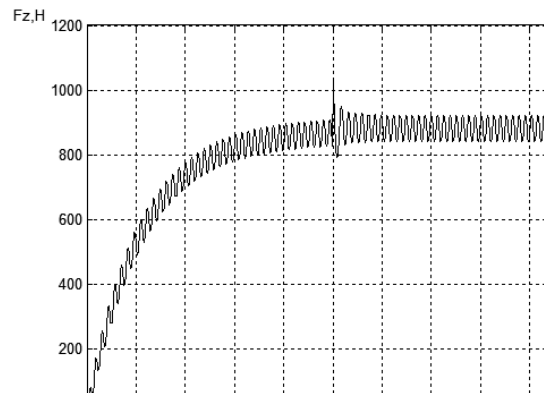


Рисунок 2 – Переходный процесс в системе при использовании П-регулятора

На рис. 2 представлен переходный процесс в системе при использовании П-регулятора с коэффициентом усиления $K_{рур} = 1$. В контуре возникают автоколебания и время регулирования составляет 4,5 с. На рис. 3 изображен переходный процесс в системе при использовании синтезированного регулятора. Очевидно, что в этом случае качество переходного процесса существенно лучше, чем в системе с П-регулятором, так как в 3 раза уменьшается время переходного процесса, и режим автоколебаний отсутствует.

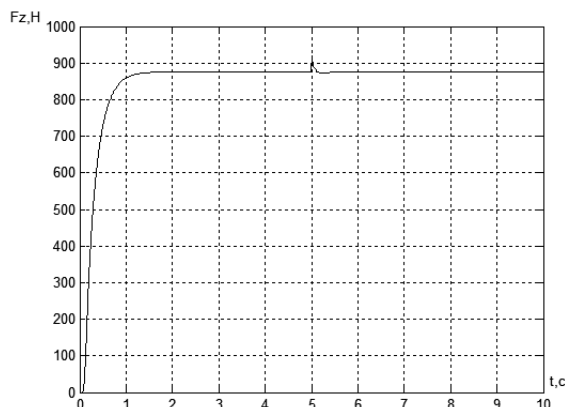


Рисунок 3 – Переходный процесс в системе при использовании синтезированного нелинейного субоптимального регулятора

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученный нелинейный субоптимальный регулятор позволяет улучшить динамику системы в сравнении с П-регулятором. Более точную аппроксимацию оптимального управления можно получить при использовании классического функционала. Однако, это приведет к усложнению закона управления и увеличит вычислительную сложность процедуры АК.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Шапарев Н. К. Расчет автоматизированных систем управления металлообработкой: Учеб. пособие. – 2-е изд., перераб. и доп. – К.: Лыбидь, 1992. – 272 с.
2. Башарин А. В., Новиков В. А. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов - Л.: Энергоиздат. Ленингр. Отд-ние, 1982. – 392 с.
3. Электромеханические системы управления тяжелыми металлорежущими станками / [С. В. Демидов, С. А. Авдушев, А. М. Дубников и др.]; Под общ. ред. С. В. Демидова. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1986. – 235 с.

УДК 629.7:62.50

Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха, Е. В. Васильева

ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ-2

Представлены и обсуждены результаты моделирования процессов одновременной идентификации активных сопротивлений статора и ротора по алгоритмам работы [1].

ВВЕДЕНИЕ

Для качественного управления любым динамическим объектом, в том числе и электроприводом, необхо-

4. Бургин Б. Ш. Анализ и синтез двухмассовых электромеханических систем: Монография / Новосиб. электротехн. ин-т. – Новосибирск, 1992. – 199 с.
5. Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. Тиристорные системы электропривода с упругими связями. Л.: Энергия, 1979. – 160 с.
6. Беллман Р. Методы вычислений: Избранные главы // Автоматика и телемеханика, 1993, № 8, С. 3–39, № 9, С. 3–51, № 10, с. 3–43.
7. Kudin V., Kolacny J. Synthesis of suboptimal nonlinear regulator by immersion method // J. Electrical engineering, – Bratislava, Slovakia. – 1998. – Vol. 49, No. 1–2, pp. 11–15.
8. Кудин В. Ф., Кудин А. В. Аналитическое конструирование нелинейных регуляторов с помощью метода гармонической линеаризации. Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 1989. – № 9. – С. 60–67.
9. Кудин В. Ф. К вопросу построения нелинейного регулятора методом динамического программирования / Автоматика, АН УССР. – Киев, 1968. – № 1. – С. 32–38.
10. Marino R., Tomei P. Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptive and Robust, Prentice Hall International (UK) Limited, London, 1995. – 396 pp.
11. Dynamic Model of PM Synchronous Motors [Электронный ресурс] = Динамическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами/ Dal Y. Ohm. – Электрон. дан. – [Blacksburg, Virginia, 199?]. – Режим доступа <http://www.drivetechnic.com/articles> свободный. – Загл. с экрана. - Яз. англ.
12. Пальтов И. П. Качество процессов и синтез корректирующих устройств в нелинейных автоматических системах / И. П. Пальтов. – М: Наука, 1975. – 367 с.
13. Гельднер К., Кубик С. Нелинейные системы управления / Перевод с нем. С. П. Забродина, А. А. Полозова; Под ред. Б. А. Рябова. – М: Мир, 1987. – 367 с.
14. Мерриэм Ч. В. Теория оптимизации и расчет систем управления с обратной связью. М.: Мир, 1967. – 549 с.

Надійшла 27.04.05

Після доробки 24.10.05

Розглянуто задачу синтезу субоптимального регулятора контуру стабілізації зусилля різання металорізального верстату. Спроектовано нелінійний субоптимальний регулятор на основі методу Белмана-Ляпунова з використанням концепції методу «занурення», який дозволяє значно спростити обчислювальну процедуру синтезу.

Synthesis problem of machine tool cutting force stabilization loop nonlinear suboptimal regulator is considered. Nonlinear suboptimal regulator based on Bellman-Lyapunov method, using immersion method conception, is designed.

димо иметь точную динамическую модель системы управления. Под информационным обеспечением будем понимать восстановление всего вектора состояния асинхронного двигателя (АД) и идентификацию его неизвестных параметров, необходимых для качественного управления АД, по измерениям части вектора состояния. Этим вопросам посвящено большое количество

работ (см. обзор в работе [1]). Однако опубликованные алгоритмы во многих случаях не содержат «ноухау», без которых алгоритмы оказываются неработоспособными. Поэтому в работе [1] было предложено несколько новых алгоритмов идентификации параметров АД. Данная работа содержит результаты численного моделирования динамики АД с предложенными в [1] алгоритмами, а также другими новыми алгоритмами разработки авторов данной статьи.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АД

Асинхронный двигатель (АД) в статорном базисе (α, β) описывается системой дифференциальных уравнений 5-го порядка. Управляющим воздействием на АД являются две фазы напряжения $(u_\alpha, u_\beta)^T$, вырабатываемого преобразователем частоты (ПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Специфика этого напряжения обусловлена его ШИМ. Непосредственно измерить такое напряжение технически не возможно. Для построения управления достаточно знать не мгновенное значение напряжения, а его главные гармоники. Поэтому на практике главные гармоники оценивают по управляющим сигналам ШИМ ПЧ. При этом не учитываются потери напряжения на транзисторах ШИМ, искажения, связанные с запаздыванием при открытии и закрытии транзисторов, а также «мертвое» время.

Вектор состояния АД состоит из векторов тока статора $i = (i_\alpha, i_\beta)^T$, потокосцепления ротора $\psi = (\psi_\alpha, \psi_\beta)^T$ и механической скорости ω . При формировании законов управления используются также следующие переменные: ω_0, ω_δ – скорости вектора потокосцепления ротора относительно статора и скольжения. Трудноизмеримыми на практике являются ψ и ω . Поэтому измеряется только вектор тока статора $i = (i_\alpha, i_\beta)^T$. Датчики измерения и преобразователи «напряжение–код» (ПНК) могут вносить погрешности в виде смещения нулей $(i_\alpha^0, i_\beta^0)^T$, сильно влияющие на динамику системы управления (СУ). Вектор тока, помимо главных гармоник, содержит высокочастотные шумы, обусловленные ШИМ ПЧ. Эти гармоники через алгоритмы управления входят в управляющие сигналы ШИМ, которые дополнительно накладываются на эффекты ШИМ.

Параметрами модели АД являются индуктивности статора и ротора (L_s, L_r) , взаимная индуктивность L_m , активные сопротивления статора и ротора (R_s, R_r) и момент инерции ротора I . Вместо сопротивления ротора часто рассматривается постоянная времени ротора $T_r = (L_r/R_r)$. Индуктивности достаточно хорошо известны. Сопротивления в зависимости от температур статора и ротора могут изменяться в два раза вверх и вниз по отношению к номинальным значениям, что существенно влияет не только на характеристики

СУ, но и вообще на ее работоспособность. Сильным изменениям подвержен также момент инерции ротора. Существенную роль имеет неизвестная нагрузка АД m_l .

Таким образом, АД описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений 5-го порядка с вектором состояния $(i_\alpha, i_\beta, \psi_\alpha, \psi_\beta, \omega)^T$, вектором управляющих воздействий $(u_\alpha, u_\beta)^T$ и вектором измерений $(i_\alpha, i_\beta, u_\alpha^*, u_\beta^*)^T$, где u_α^*, u_β^* – главные гармоники выходных сигналов ШИМ ПЧ. Неизвестными параметрами является смещения нулей датчиков сигналов $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha^*, u_\beta^*$, а также преобразователей частоты и ПНК. Помехами являются высокочастотные сигналы ШИМ и нагрузка АД. Неопределенными параметрами являются $R_s, R_r (T_r), i_\alpha^0, i_\beta^0$ и $I (i_\alpha^0, i_\beta^0$ – смещение датчиков).

Авторами синтезированы алгоритмы оценки суммарных смещений блока ШИМ, датчиков токов и напряжений и ПНК. Для измерения главных гармоник токов и напряжений на выходах ШИМ был разработан ряд аналого-дискретных фильтров, состоящих из аналоговых фильтров любых желаемых порядков и блоков компенсации искажений амплитуд и фаз главных гармоник сигналов $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha^*, u_\beta^*$. Алгоритмы оценки смещений нулей и главных гармоник, разработанные авторами, широко опубликованы [2–8] и поэтому здесь не рассматриваются.

Математическую модель электромагнитной части АД можно представить в виде нелинейной системы дифференциальных уравнений 7-го порядка

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad R_s = 0 \quad \dot{T}_r = 0, \quad y = (i_\alpha, i_\beta)^T \quad (1)$$

где $x = (i_\alpha, i_\beta, \psi_\alpha, \psi_\beta, \omega)^T$, y – измерение, второе и третье уравнения вытекают из предположения $R_s = \text{const}$, $T_r = \text{const}$. Для системы (1) Kubota и Matsuse [9] с помощью второго метода Ляпунова синтезировали наблюдатель седьмого порядка, представленный на рис. 1.

Поскольку объем вычислений пропорционален квадрату порядка наблюдателя, то индекс объема вычислений наблюдателя равен $V_7 = 7^2 = 49$. Этот алгоритм является очень сложным даже для современной вычислительной техники. Уменьшения объема вычислений можно добиться двумя путями: 1) уменьшением порядка наблюдателя, 2) представлением матрицы A в наблюдателе в блочном виде с нулевыми блоками. Этот прием использован в алгоритмах Akatsu-Kawamura [10] которые всю задачу разбили на две задачи: 1) оценку вектора ψ и R_s , 2) оценку R_r по информации ψ с последующей оценкой ω . Однако результаты одновременной работы обоих блоков отсутствуют. Кроме того, прямое использование этих алгоритмов в опубликованном виде оказалось не возможным. В связи с этим,

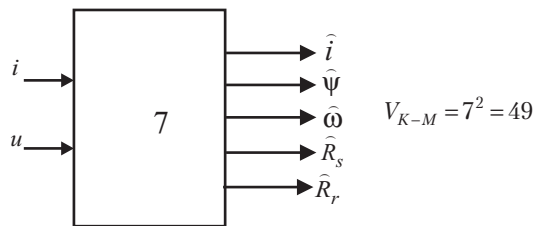


Рисунок 1

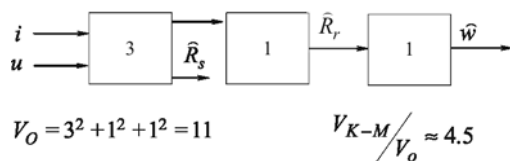


Рисунок 2

нами в алгоритм Akatsu-Kawamura [10] были введены дополнительные блоки, обеспечившие его работоспособность.

Рядом авторов разработаны алгоритмы оценки ψ_α , ψ_β , R_s при известном R_r и оценки R_r , ω при известном R_s (см. библиографию работы [1]). Однако прямое использование этих алгоритмов в опубликованном виде часто оказывается не возможным. В связи с этим нами были разработаны 3 алгоритма идентификации R_s первого порядка, которые работают в замкнутом контуре с фильтром Ohtani [11], оценивающим потокосцепление ротора. Исследовались 3 алгоритма (с учетом доработанного алгоритма Akatsu-Kawamura [10]) оценки ψ_α , ψ_β , R_s каждый третьего порядка с индексом объема вычислений $V_3 = 3^2 = 9$. Помимо этого, нами были синтезированы 4 алгоритма оценки сопротивления ротора первого, второго и третьего порядков. Одна из функциональных схем блока идентификации и оценки представлена на рисунке 2. Индекс объема вычислений самого простого алгоритма, изображенного на рис. 2 в виде блок-схемы, равен 11, что меньше алгоритма Kubota-Matsuse в 4,5 раза.

Помимо идентификации электрических параметров были разработаны алгоритмы оценки момента инерции ротора и нагрузки АД, использующие оценку $\hat{\omega}$. Общая структурная схема системы векторного управления АД представлена на рис. 3.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для проверки работоспособности синтезированных алгоритмов было проведено цифровое моделирование динамики управляемого АД. При моделировании рассматривался АД А2-81-4. Частота импульсов ШИМ

ПЧ равнялась 4 кГц. В алгоритмы были введены ограничения тока и напряжения, а также осуществлено моделирование эффектов ШИМ и бросков напряжения в сети питания. Алгоритмы представлены в дискретном виде с тактом счета 100 мкс. Измерялись только две составляющие статорного тока и напряжение в цепи постоянного тока ПЧ. Восстанавливался весь вектор состояния АД и одновременно идентифицировались активные сопротивления статора и ротора. Причем процесс идентификации сопротивлений начинался сразу после включения АД. Начальные оценки сопротивлений были в 2 раза больше и в 2 раза меньше их истинных значений. Такие условия представляются наилучшими из возможных и в известных публикациях не рассматривались. На рис. 4 сопоставлены результаты оценки ω , $|\psi|$, ω_0 , ω_δ с их истинными значениями в процессе разгона, нагрузки АД с последующей стабилизацией скорости ротора 10 c^{-1} совместно с идентификацией R_s , R_r . Как видно из рисунка, процесс идентификации заметно ухудшает качество управления. Кроме того, оценки координат имеют заметные погрешности, которые по мере идентификации R_s , R_r уменьшаются.

Доказано, что идентификация R_r возможна только при изменении модуля потокосцепления ротора. Для этого в намагничивающую составляющую тока статора «впрыскивается» синусоидальная составляющая с амплитудой 3 А и частотой 5 c^{-1} . Влияние этого видно в кривых $|\psi|$, ω_0 , ω_δ . Моментная составляющая тока статора выбрана исходя из отсутствия пульсаций электромагнитного момента и скорости ротора. На рис. 5 и 6 представлены процессы идентификации R_s с помощью трех алгоритмов в предположении, что первоначальная информация о R_s в 2 раза больше и в 2 раза меньше истинного значения R_s соответственно. Все 3 алгоритма в установившемся режиме дают практически совпадающие результаты. На рис. 7 и 8 изображены процессы идентификации R_r с помощью двух из четырех синтезированных алгоритмов в предположении, что первоначальная информация о R_r в 2 раза больше и в 2 раза меньше истинного значения R_r соответственно. Оба алгоритма имеют практически идентичные точности в установившемся режиме.

Проведенные исследования показали, что алгоритмы идентификации R_s и R_r предъявляют противоречивые требования к алгоритмам оценки потокосцепления ротора, требующие или поиска компромисса, или их доработки. Проблема упрощается за счет алгоритма идентификации R_s , предложенного авторами, который обладает большим быстродействием в установившемся режиме и, что особенно важно, идентифицирует R_s в режиме намагничивания АД. Рис. 9 и 10 иллюстрируют эти возможности. На рис. 9 показано изменение скорости ротора в процессе намагничивания (0...0,5 с), разгона (0,5...1 с), работы под нагрузкой (начиная с первой секунды). На рис. 10 отражены

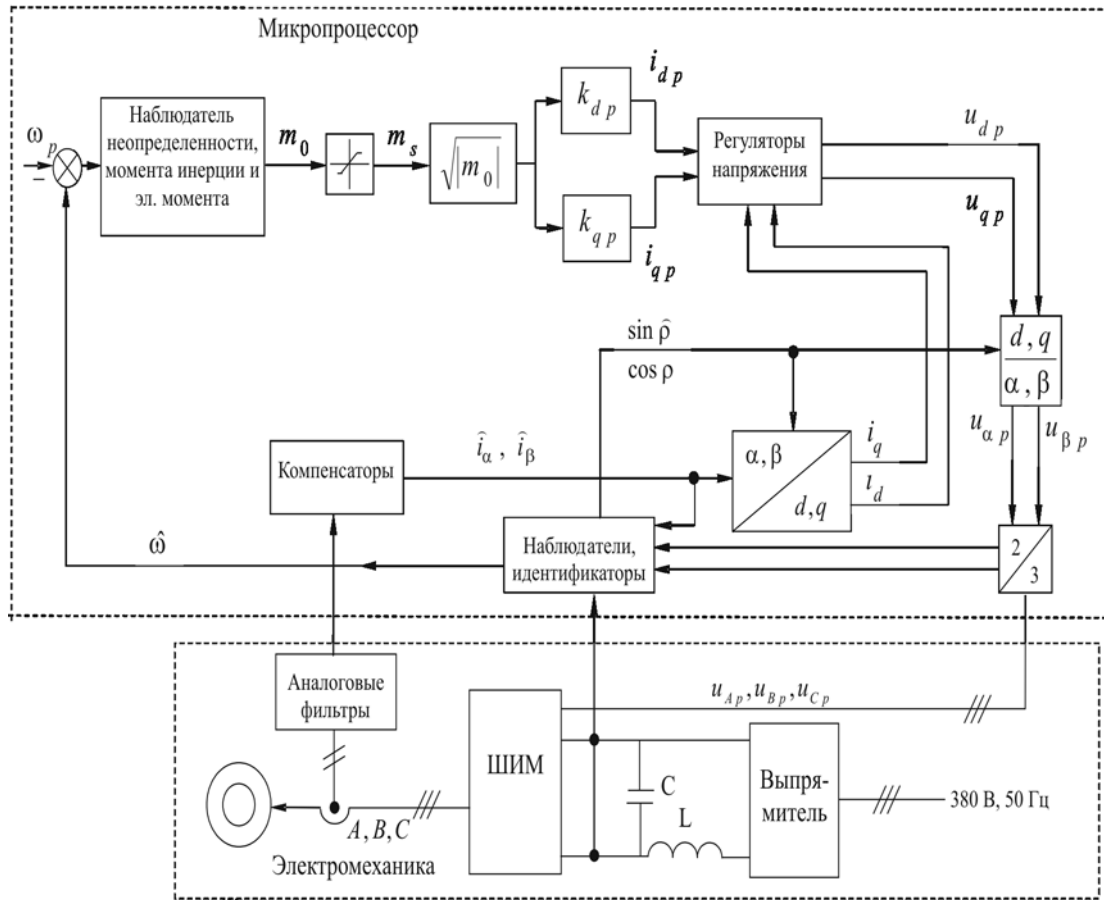


Рисунок 3 – Структурная схема

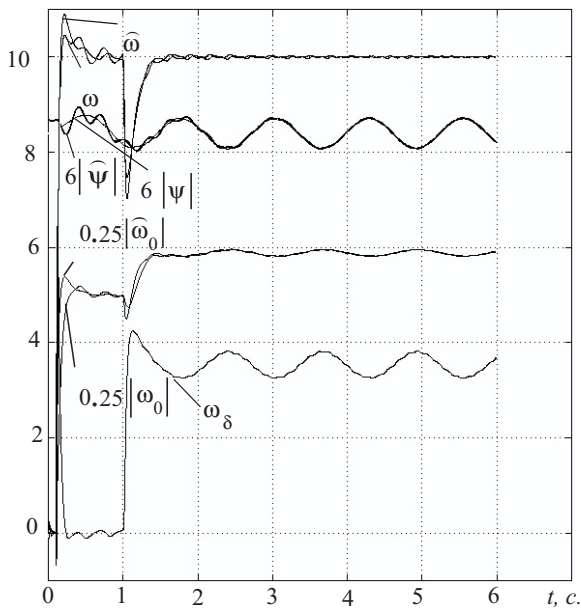


Рисунок 4

2 процесса идентификации R_s в описанном случае. Процессы соответствуют первоначальным оценкам R_s в 2 раза больше и в 2 раза меньше истинного значения R_s . Как видно из рис. 10, после 0,1 с оба процесса практически совпадают. Идентификация R_s осуществляется за первые 0,1 с.

Следует отметить, что качественная и быстрая оценка R_s позволяет избавиться от необходимости измерения главных гармоник напряжения на выходах ПЧ с использованием вместо них управляющих сигналов ШИМ, амплитуды которых скорректированы значением напряжения в цепи постоянного тока ПЧ. В этом случае разработанные алгоритмы оценки будут идентифицировать не сопротивление статора, а сумму этого сопротивления с сопротивлением кабеля и эффективным сопротивлением блока ШИМ, включающим в себя сопротивления транзисторов и фиктивные сопротивления, учитывающие влияние запаздывания при открытии и закрытии транзисторов ШИМ и «мертвое» время в нем.

Известно, что скорость ротора можно оценить только в том случае, когда статорная частота или частота ω_0 отличны от нуля. Поэтому «впрыскивание» гармо-

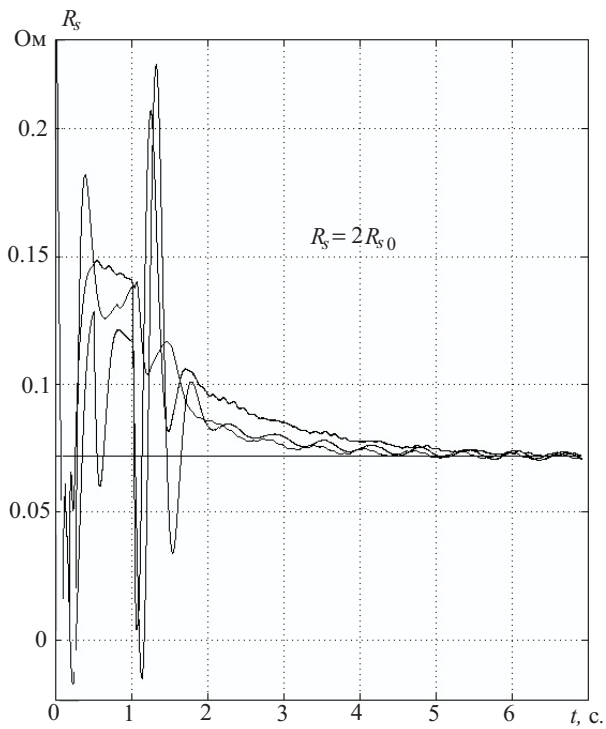


Рисунок 5

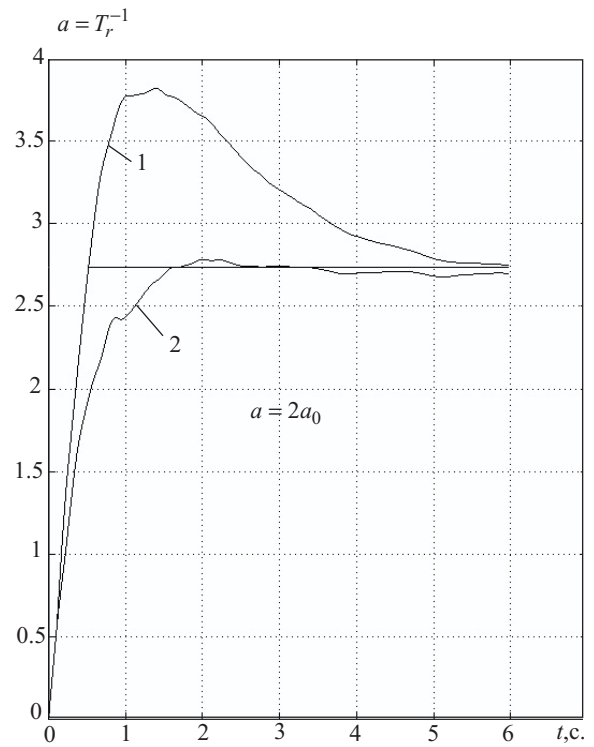


Рисунок 7

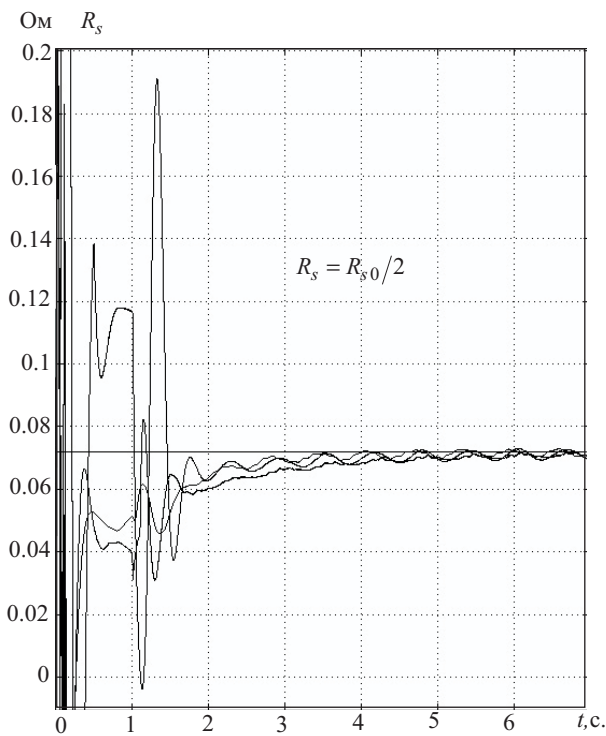


Рисунок 6

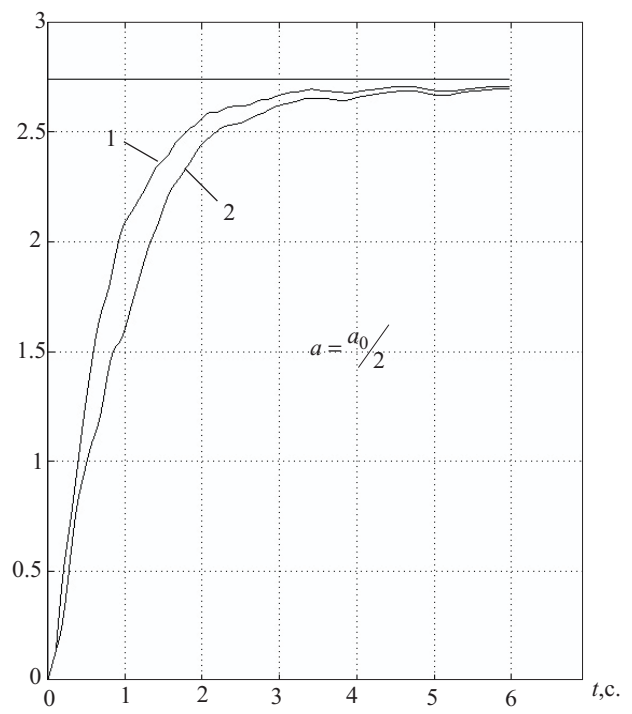


Рисунок 8

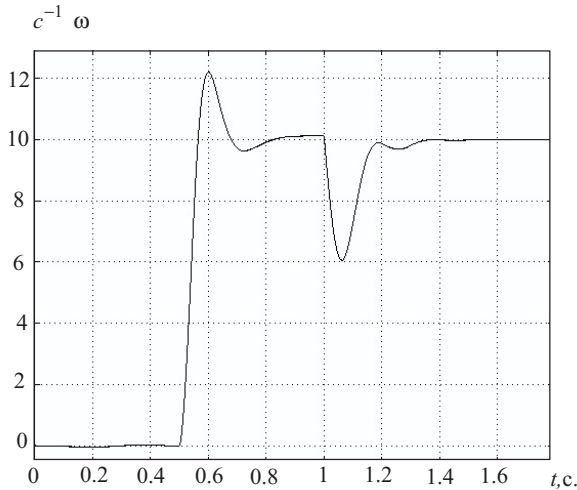


Рисунок 9

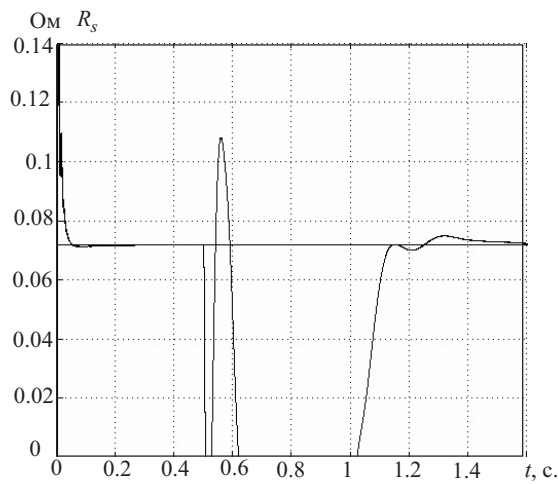


Рисунок 10

нического сигнала позволяет управлять АД при нулевой и близких к ней скоростях ротора.

ВЫВОДЫ

1. Синтезированы и исследованы 3 алгоритма идентификации сопротивления статора и 2 алгоритма идентификации сопротивления ротора.
2. Обнаружено, что алгоритмы идентификации сопротивлений статора и ротора предъявляют противоречивые требования к алгоритмам оценки потокосцепления, вследствие чего при настройке этих алгоритмов приходится искать компромисс или осуществить их доработку.
3. Синтезирован алгоритм оценивания сопротивления статора в режиме намагничивания АД, что упрощает поиск вышеуказанного компромисса.
4. Качественная оценка сопротивления статора позволяет избавиться от необходимости измерения выходных напряжений ПЧ, а использовать вместо них управляю-

щие сигналы ШИМ. В этом случае разработанные алгоритмы будут идентифицировать не активные сопротивления статора, а сумму этого сопротивления с сопротивлением кабеля и эквивалентным сопротивлением блока ШИМ, включающим в себя сопротивления транзисторов и фиктивные сопротивления, учитывающие влияние запаздывания при открытии и закрытии транзисторов ШИМ, и «мертвое» время в нем. Кроме того, будет учитываться эффект вытеснения тока.

5. Оптимизация алгоритмов не проводилась. Очевидно, что применение принципов построения систем управления с переменной структурой в наблюдателях и идентификаторах существенно улучшит их характеристики.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Потапенко Е. Е. Информационное обеспечение векторного управления асинхронным двигателем // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2004. – № 1. – С. 167–172.
2. Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е. Фильтрация многофазных нестационарных неопределенных гармонических сигналов // Электротехника (Россия). – 2003. – № 3. – С. 55–57.
3. Потапенко Е. Е. Синтез и анализ аналого-цифровых адаптивных наблюдателей многофазных неопределенных сигналов // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2003. – № 1. – С. 139–142.
4. Потапенко Е. Е., Потапенко Е. М. Синтез и анализ компенсационных фильтров многофазных неопределенных сигналов // Вісник Національного технічного університету «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків: НТУ «ХП». – 2003. – № 10, т. 2. – С. 342–344.
5. Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е. Оценка векторов потокосцеплений и их скоростей в двигателях переменного тока // Вісник Національного технічного університету «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харків: НТУ «ХП». – 2003. – № 10, т. 1. – С. 105–107.
6. Потапенко Е. Е., Соломаха А. В., Куликов А. А. Оценка потокосцеплений асинхронных двигателей при наличии погрешностей измерений тока и напряжения // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2003. – № 2. – С. 159–161.
7. Потапенко Е. М., Соломаха А. В., Потапенко Е. Е. Калибровка датчиков однофазных сигналов с помощью динамических фильтров (наблюдателей). Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2004. – № 2. – С. 164–167.
8. Потапенко Е. Е., Потапенко Е. М. Оценка двухфазных неопределенных сигналов при наличии погрешностей датчиков // Электротехника (Россия). – 2004. – № 6. – С. 29–31.
9. H. Kubota and K. Matsuse. Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation // IEEE Trans. Industry Applications. – 1994. – Vol. 30, N5. – P. 1219–1224.
10. K. Akatsu and A. Kawamura. Sensorless Very Low Speed and Zero-Speed Estimations of Induction Motor without Signal Injection // IEEE Trans. of Industry Applications. – 2000. – Vol. 36, № 3. – P. 764–771.
11. T. Ohtani, N. Tokada, and K Tanaka. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder // IEEE Trans. of Industry Applications. – 1992. – Vol. 28, № 1. – P. 157–165.

Надійшла 27.10.05

Наведені та обговорені результати моделювання процесів одночасної ідентифікації активних опорів статора і ротора за алгоритмами роботи [1].

The results of modeling of process of simultaneous identification of stator and rotor active resistances of work [1] are produced and discussed.

АВТОРЫ НОМЕРА

Антощук Светлана Григорьевна

доктор технических наук, заведующая кафедрой Одесского национального политехнического университета

Баркалов Александр Александрович

доктор технических наук, профессор Донецкого национального технического университета

Бодянский Евгений Владимирович

доктор технических наук, профессор Харьковского национального университета радиоэлектроники

Бойков Владимир Анатольевич

аспирант Донецкого национального технического университета

Борковская Любовь Алексеевна

ассистент Национального авиационного университета, г. Киев

Васильева Евгения Владимировна

старший преподаватель Запорожского национального технического университета

Величко Виталий Анатольевич

аспирант Государственного университета информационно-коммуникационных технологий, г. Киев

Винокурова Елена Анатольевна

кандидат технических наук, научный сотрудник Харьковского национального университета радиоэлектроники

Вишневикий Ремегуиш

магистр технических наук, ассистент Университета Зеленогурского, Польша

Гавриленко Олег Иванович

кандидат технических наук, доцент Национального аэрокосмического университета им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт»

Глушко Василий Иванович

кандидат технических наук, декан Запорожского национального технического университета

Гостев Владимир Иванович

доктор технических наук, заведующий кафедрой Государственного университета информационно-коммуникационных технологий, г. Киев

Гоменюк Сергей Иванович

доктор технических наук, декан Запорожского технического университета

Гребенюк Сергей Николаевич

кандидат технических наук, доцент Запорожского технического университета

Гулин Сергей Петрович

кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Дубровин Валерий Иванович

кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Евдокимова Наталия Александровна

аспирант Национального авиационного университета, г. Киев

Ефименко Константин Николаевич

ассистент Донецкого национального технического университета

Заболотный Александр Витальевич

кандидат технических наук, старший преподаватель Национального аэрокосмического университета им. Н. Е. Жуковского «ХАИ»

Заболотный Виталий Анисимович

кандидат технических наук, доцент Национального аэрокосмического университета им. Н. Е. Жуковского «ХАИ»

-
- Зеленева Ирина Яковлевна*
ассистент Донецкого национального
технического университета
- Зиновкин Владимир Васильевич*
кандидат технических наук, доцент
Запорожского национального техни-
ческого университета
- Карасев Андрей Леонидович*
ассистент Харьковского национального
университета радиоэлектроники
- Карпуков Леонид Матвеевич*
доктор технических наук, доцент За-
порожского национального техническо-
го университета
- Касьян Константин Николаевич,*
кандидат технических наук, доцент За-
порожского национального техническо-
го университета
- Касьян Николай Николаевич*
кандидат технических наук, декан За-
порожского национального техническо-
го университета
- Качур Светлана Александровна*
кандидат технических наук, доцент Се-
вастопольского национального техни-
ческого университета
- Квасников Владимир Павлович*
доктор технических наук, профессор
Национального авиационного универ-
ситета, г. Киев
- Киричевский Виктор Владимирович*
доктор технических наук, заведующий
кафедрой Запорожского национального
университета
- Киричевский Ростислав Викторович*
кандидат технических наук, доцент Лу-
ганского национального педагогичес-
кого университета имени Тараса Шев-
ченко
- Киселев Егор Николаевич*
старший преподаватель Запорожской
государственной инженерной академии
- Конопля Валерий Алексеевич*
директор ХРП «Завод инструменталь-
ного производства», г. Запорожье
- Кораблев Николай Михайлович*
кандидат технических наук, доцент
Харьковского национального универси-
тета радиоэлектроники
- Котов Андрей Сергеевич*
начальник отдела Института машин
и систем Национальной академии наук
Украины, г. Киев
- Кошевой Николай Дмитриевич*
доктор технических наук, заведующий
кафедрой Национального аэрокосмиче-
ского университета им. Н. Е. Жуков-
ского «ХАИ»
- Крапивной Александр Викторович*
кандидат физико-математических наук,
доцент Запорожского национального
технического университета
- Кривуля Геннадий Федорович*
доктор технических наук, заведующий
кафедрой Харьковского национального
университета радиоэлектроники
- Крылов Виктор Николаевич*
доктор технических наук, профессор
Одесского национального политехни-
ческого университета
- Кудин Валерий Федорович*
доктор технических наук, профессор
Национального технического универ-
ситета Украины «Киевский политехни-
ческий институт»
- Кулик Анатолий Степанович*
доктор технических наук, заведующий
кафедрой Национального аэрокосмиче-
ского университета им. Н. Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»

:

Кунах Наталия Игоревна

кандидат технических наук, доцент Государственного университета информационно-коммуникационных технологий, г. Киев

Ламонова Наталья Сергеевна

кандидат технических наук, старший научный сотрудник Харьковского национального университета радиоэлектроники

Литвиненко Марина Александровна

аспирант Запорожской государственной инженерной академии

Лученко Олег Алексеевич

генеральный директор, генеральный конструктор НПП «Хартрон-Плант», г. Харьков

Миронова Наталия Алексеевна

аспирант Запорожского национального технического университета

Мисюра Андрей Алексеевич

старший преподаватель Запорожского национального технического университета

Михайлин Вадим Николаевич

доктор технических наук, профессор Запорожской государственной инженерной академии

Небеснюк Оксана Юрьевна

кандидат технических наук, доцент Запорожской государственной инженерной академии

Николенко Анатолий Александрович

кандидат технических наук, доцент Одесского национального политехнического университета

Никонова Зоя Андреевна

кандидат технических наук, профессор Запорожской государственной инженерной академии

Онищенко Вадим Федерович

кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Онуфриенко Владимир Михайлович

кандидат физико-математических наук, декан Запорожского национального технического университета

Павленко Петр Николаевич

кандидат технических наук, доцент Национального авиационного университета, г. Киев

Петров Эдуард Георгиевич

доктор технических наук, заведующий кафедрой Харьковского национального университета радиоэлектроники

Плисс Ирина Павловна

кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник Харьковского национального университета радиоэлектроники

Потапенко Евгений Евгениевич

кандидат технических наук Запорожского национального технического университета

Потапенко Евгений Михайлович

доктор технических наук, профессор Запорожского национального технического университета

Пулов Роман Дмитриевич

аспирант Запорожского национального технического университета

Руднева Мария Станиславовна

ведущий инженер Национального авиационного университета, г. Киев

Соломаха Александр Викторович

аспирант Запорожского национального технического университета

Сыревич Евгения Ефимовна

ассистент Харьковского национального университета радиоэлектроники

Тисличенко Александр Сергеевич

аспирант Запорожской государственной инженерной академии

Ткаченко Елена Викторовна

аспирант Одесского национального политехнического университета

Торопов Антон Валериевич

аспирант Национального технического университета Украины «Киевский политехнический институт»

Турченко Ирина Васильевна

аспирант Тернопольского государственного экономического университета

Удовенко Сергей Григорьевич

доктор технических наук, профессор Харьковского национального университета радиоэлектроники

Фирас Альзин

аспирант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Чумаченко Виталий Павлович

доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой Запорожского национального технического университета

Швец Евгений Яковлевич

кандидат технических наук, проректор Запорожской государственной инженерной академии