

Запорізький національний технічний університет



Радіоелектроніка Інформатика Управління

1(13)'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 ВІНІТІ (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., Соболев 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 № 9 від 30.05.2005 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

Комп’ютерне моделювання та верстання

Новикова К. О.

Толмачова С. В.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ,
редакція журналу "PIU"

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/RIC>

© 2005 Запорізький національний технічний університет

ЗМІСТ

РАДИОФІЗИКА 5

С. М. Вовк, В. Ф. Борulyко
ВІДНОВЛЕННЯ РЕФЛЕКТОГРАМ ЗА
ДОПОМОГОЮ ЕКСТРАПОЛЯЦІЇ
ШИРОКОСМУГОВИХ НВЧ-ВИМІРЮВАНЬ
МЕТОДОМ МІНІМУМУ ТРИВАЛОСТІ 5

А. А. Мисюра, В. М. Онуфриенко
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ
В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ
С ФРАКТАЛЬНОЙ ФЕРРИТОВОЙ
ПЛАСТИНОЙ 14

А. В. Крапивной, В. П. Чумаченко
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ОТКРЫТОГО СЛОЯ
К РАСЧЕТУ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
ВОЛН НА ИМПЕДАНСНЫХ ЦИЛИНДРАХ 9

РАДИОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ 19

*В. И. Гостев, С. Н. Скуртов, С. С. Баранов,
А. Н. Чаузов*
СИНТЕЗ ТРЕХКАНАЛЬНОГО НЕЧЕТКОГО
РЕГУЛЯТОРА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО
УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТАМИ ВРАЩЕНИЯ
РОТОРОВ ДВУХРОТОРНОГО ГТД 19

Д. М. Пиза, А. П. Залевский
ОСОБЕННОСТИ АДАПТАЦИИ
ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ФИЛЬТРОВ
ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННЫХ
ПОМЕХ 45

С. П. Гулін
ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ АДАПТИВНОЇ
МОДЕЛІ НЕЛІНІЙНИХ КОМПОНЕНТІВ НА
ОСНОВІ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ
ХАРАКТЕРИСТИК 25

С. В. Плаксин, Ю. В. Шкиль
НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА
МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ЭКИПАЖА
НА ОСНОВЕ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ СВЧ
ГЕНЕРАТОРОВ 48

Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов, А. Ю. Фарафонов
НАЗНАЧЕНИЕ ДОПУСКОВ ПРИ
ПРОЕКТИРОВАНИИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ
ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ
ЛИНИЯХ С ОТВЕРСТИЯМИ В ЭКРАНИРУЮЩЕМ
СЛОЕ 32

А. Ю. Подчасов, Л. М. Погорелая
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО
КОНТРОЛЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ И ПОДЗАРЯДА
АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ 54

*А. В. Максименюк, Е. Я. Швеиц, И. Ф. Червоный,
А. В. Юдачев*
СОЗДАНИЕ АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА
ИРИДОДИАГНОСТИКИ 38

В. П. Прокофьев
ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ РЛС НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ
СТОХАСТИЧЕСКОЙ АППРОКСИМАЦИИ 58

И. Ш. Невлюдов, Н. Г. Стародубцев
КОНТРОЛЬ ТОЛЩИНЫ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЛАСТИН
В ПРОЦЕССЕ ОБРАБОТКИ 40

Э. И. Ткачев, В. Ф. Онищенко, В. А. Воскобойник
НОВЫЙ ПОДХОД К ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ
КОМПОНОВКЕ РЭА НА МОДЕЛИ
ЭЛЕМЕНТНОГО КОМПЛЕКСА 65

И. В. Щербань
СУБОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ
РАДИОЛОКАЦИОННЫМ КОМПЛЕКСОМ 69

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ 74

В. П. Авраменко, В. В. Калачева
МОДЕЛИРОВАНИЕ БИЗНЕС-ПРОЦЕССОВ
УПРАВЛЕНИЯ ПРОИЗВОДСТВОМ 74

*Н. В. Алипов, И. Н. Алипов, М. И. Хиль,
В. Н. Сидоров*
ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙ-
ЧИВЫХ К РЕГУЛЯРНЫМ СИММЕТРИЧНЫМ
ПОМЕХАМ АЛГОРИТМОВ ПОИСКА ТОЧКИ
С ХАРАКТЕРНЫМ ПРИЗНАКОМ 78

| | |
|--|--|
| <i>А. А. Андросова</i> РАЗРАБОТКА ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПРОГНОЗА ПРИБЫЛИ СТРАХОВОЙ КОМПАНИИ82 | <i>А. И. Литчанский</i> КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ДИАГНОСТИРУЕМОСТИ ДЛЯ ГРАФОВЫХ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ 99 |
| <i>А. И. Вершина, Б. Т. Солдатов, А. Г. Маркин</i> АЛГОРИТМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РАБОЧИХ СТАНЦИЙ86 | <i>А. В. Нелася</i> МЕТОДЫ ЭКСПОНЕНЦИРОВАНИЯ С ФИКСИРОВАННОЙ ТОЧКОЙ 103 |
| <i>И. В. Гребенник</i> КОМБИНАТОРНОЕ МНОЖЕСТВО ПЕРЕСТАНОВОК КОРТЕЖЕЙ И ЕГО СВОЙСТВА92 | <i>П. М. Павленко</i> УПРАВЛІННЯ 3D МОДЕЛЯМИ В ІНФОРМАЦІЙНОМУ СЕРЕДОВИЩІ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ТЕХНОЛОГІЧНОЇ ПІДГОТОВКИ ВИРОБНИЦТВА 106 |
| НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ 110 | |
| <i>В. М. Безрук</i> ПАРЕТО-ОПТИМАЛЬНЫЕ РЕШЕНИЯ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫХ ЗАДАЧ РАСПОЗНАВАНИЯ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ 110 | <i>В. И. Дубровин</i> МОДУЛЬ ДИАГНОСТИКИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ 123 |
| <i>Е. В. Бодянский, Е. В. Горшков, В. В. Колодяжный, И. П. Плисс</i> РЕКУРРЕНТНЫЙ АЛГОРИТМ ОБУЧЕНИЯ РАДИАЛЬНО-БАЗИСНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ, ОСНОВАННЫЙ НА ПРИБЛИЗИТЕЛЬНЫХ МНОЖЕСТВАХ 116 | <i>С. А. Качур</i> МОДЕЛЬ НЕЙРОННОГО МОДУЛЯ КАК ЭЛЕМЕНТА СТОХАСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ СЕТЕЙ ПЕТРИ 125 |
| ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ 130 | |
| <i>Д. М. Пиза, В. И. Слепцов</i> ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ. ВОПРОСЫ ПОДГОТОВКИ КАДРОВ 130 | |
| ТЕОРІЯ І МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ 134 | |
| <i>В. Г. Козырев</i> РЕДУЦИРОВАННЫЙ ОПТИМАЛЬНЫЙ РЕГУЛЯТОР ВЫХОДА СИНГУЛЯРНО ВОЗМУЩЕННЫХ СИСТЕМ 134 | <i>И. А. Орловский</i> ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОМЕНТА ИНЕРЦИИ И МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА 140 |
| КЕРУВАННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ 145 | |
| <i>Д. Н. Дочвири</i> ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С УПРУГИМИ СВЯЗЯМИ ДЛЯ ПРЕССОВЫХ МЕХАНИЗМОВ НЕПЕРЫВНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ МАШИН 145 | <i>А. С. Кулик, О. А. Лученко, О. И. Гавриленко</i> СОДЕРЖАНИЕ ЗАДАЧ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ, РЕШАЕМЫХ В ПРОЦЕССЕ РАЗРАБОТКИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УГЛОВЫМ ДВИЖЕНИЕМ КОСМИЧЕСКОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА 154 |
| АВТОРЫ НОМЕРА 162 | |

РАДІОФІЗИКА

РАДИОФИЗИКА

RADIOPHYSICS

УДК 621.391.8

С. М. Вовк, В. Ф. Борулько

ВІДНОВЛЕННЯ РЕФЛЕКТОГРАМ ЗА ДОПОМОГОЮ ЕКСТРАПОЛЯЦІЇ ШИРОКОСМУГОВИХ НВЧ-ВИМІРЮВАНЬ МЕТОДОМ МІНІМУМУ ТРИВАЛОСТІ

Розглянуті задачі відновлення рефлектограми та автокореляційної функції рефлектограми з результатів широкосмугових НВЧ-вимірювань. Для відновлення використано метод мінімуму тривалості, який був модифікований для випадку екстраполяції спектра на область низьких і високих частот. Знайдено оптимальні значення робочих параметрів методу. Представлено результати чисельного моделювання для одношарової діелектричної структури.

1 ВСТУП

Одним з важливих застосувань радіофізичних методів досліджень є дистанційне вимірювання параметрів шаруватих діелектричних матеріалів. Можливість дистанційного вимірювання параметрів шаруватих діелектричних матеріалів заснована на властивості відбиття електромагнітних хвиль від межі поділу двох матеріальних середовищ, які мають різну діелектричну проникність. У загальному випадку надвисокочастотне (НВЧ) електромагнітне випромінювання, яке відбите від шаруватого діелектричного матеріалу при нормальному куті падіння, в умовах плоскохвильового наближення описується комплексною багатовимірною функцією, яка залежить від параметрів матеріалу і частоти випромінювання. Дану функцію традиційно називають коефіцієнтом відбиття (КВ) шаруватої діелектричної структури і представляють її або в часовій області як відбитий сигнал (рефлектограму), або в частотній області як частотну залежність КВ.

В даний час одним з перспективних методів дистанційного вимірювання параметрів шаруватих діелектричних матеріалів є метод широкосмугових багаточастотних НВЧ-вимірювань [1, 2]. У цьому методі можна умовно виділити два етапи. На першому етапі виконуються НВЧ-вимірювання частотної залежності КВ шаруватої діелектричної структури на обраній дискретній сітці частот. На другому етапі за допомогою цифрових методів виконується синтез часової рефлектограми, робиться її розшифровка і дається інтерпретація отриманим даним. Результатом другого етапу є оцінки таких параметрів шаруватого матеріалу, як кількість шарів, їхні електричні і геометричні товщини і діелектричні проникності. Однак у випадку тонких діелектричних шарів синтезовані на рефлектограмі радіоімпульси зливаються один з одним, що істотно ускладнює розшифровку й інтерпретацію отриманих даних і негативно впливає на кінцевий результат. Даний недолік можна усунути шляхом постановки і розв'язання задачі відновлення рефлектограми.

В умовах, коли шари діелектричного матеріалу є плоскими і коли для обраного діапазону частот вимірювань вони мають нехтовно малі втрати, не мають дисперсії й анізотропії, існує принципова можливість розв'язання задачі відновлення рефлектограми. Це розв'язання може бути отримане шляхом екстраполяції частотної залежності комплексного КВ за межі смуги частот вимірювань. Можливість такої

екстраполяції визначається аналітичними властивостями відповідного комплексного КВ.

Труднощі вимірювань фазової характеристики комплексного КВ обумовлюють необхідність залучення відповідних способів обробки й інтерпретації результатів широкосмугових вимірювань в умовах, коли безпосередньо доступними є тільки вимірювання модуля КВ. Один з можливих підходів до цієї задачі пов'язаний з використанням автокореляційної функції рефлектограми. Природно, що в цьому випадку розшифровка й інтерпретація отриманих даних є більш складними. Так, ті радіоімпульси, що відповідають відбиттю від межі поділу шарів із близькими значеннями електричних товщин і які на рефлектограмі спостерігаються окремо, на автокореляційній функції рефлектограми можуть зливатися. Тому в даних умовах актуальною є задача відновлення автокореляційної функції рефлектограми. Можливість розв'язання цієї задачі визначається можливістю екстраполяції значень квадрата модуля КВ уздовж дійсної осі частот.

Задачі відновлення рефлектограми і відновлення автокореляційної функції рефлектограми є оберненими задачами. Ці задачі можуть бути сформульовані, наприклад, як задачі деконволюції (тобто задачі розв'язання рівнянь згортки) чи як задачі пошуку схованих періодичностей. Незважаючи на особливості формулювань, зазначені задачі мають загальну властивість – вони є погано поставленими (некоректними) задачами, і для їх розв'язання необхідно залучити методи регуляризації.

У даній роботі розглядаються задачі відновлення рефлектограми і відновлення автокореляційної функції рефлектограми в контексті задач деконволюції. Як загальний метод розв'язання цих задач ми пропонуємо використовувати метод мінімуму тривалості [3]. Відповідно до цього методу, повинні виконуватися наступні вимоги: 1) спектр рефлектограми, отриманий після екстраполяції, повинний збігатися з відомим спектром у смузі частот вимірювань; 2) тривалість імпульсів відновленої рефлектограми повинна бути мінімальною.

2 МОДЕЛІ

Моделі можуть бути побудовані на основі відомого рекурентного співвідношення:

$$R^{(n)}(f) = \frac{R_{N-n, N-n+1} + R^{(n-1)}(f)e^{-2j\beta_{N-n+1}}}{1 + R_{N-n, N-n+1}R^{(n-1)}(f)e^{-2j\beta_{N-n+1}}}, \quad (1)$$

де $n = N, \dots, 1$; $R^{(0)}(f) = R_{N, N+1}$; N – число шарів, n – індекс; $R_{n, m} = (\sqrt{\epsilon_n} - \sqrt{\epsilon_m}) / (\sqrt{\epsilon_n} + \sqrt{\epsilon_m})$; $\beta_n =$

$= 2\pi f \sqrt{\epsilon_n} d_n / c$; f – частота; ϵ_n , d_n – діелектрична проникність і геометрична товщина n -го шару; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; для вільного простору $\epsilon_0 = 1$, $\epsilon_N = 1$.

Використовуючи (1), можна отримати вираз частотної залежності комплексного КВ шаруватого діелектричного матеріалу у вигляді:

$$R(f) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i e^{-j2\pi f t_i}, \quad (2)$$

де a_i , t_i – амплітуда і часова затримка i -го відбиття (перевідбиття) плоскої електромагнітної хвилі, значення яких визначаються значеннями параметрів шарів діелектричного матеріалу. Застосовуючи до (2) обернене перетворення Фур'є, отримуємо модель «ідеальної» рефлектограми у вигляді:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i \delta(t - t_i). \quad (3)$$

Модель «обмірюваної» рефлектограми можна отримати з (2) шляхом обмеження області визначення функції $R(f)$ певним діапазоном частот $[f_H, f_B]$, який відповідає діапазону частот вимірювань, та у припущенні, що $R(f) = R^*(-f)$:

$$r_{\text{meas}}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} 2a_i \frac{\sin[\Omega(t - t_i)]}{\pi(t - t_i)}, \quad (4)$$

де $\Omega = \pi(f_B - f_H)$; $\Theta = \pi(f_H + f_B)$. З (4) випливає, що «обмірювана» рефлектограма складається з нескінченного набору радіоімпульсів і є їхньою суперпозицією.

Модель «ідеальної» автокореляційної функції рефлектограми випливає з (3):

$$q(\tau) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^{\infty} a_k a_i^* \delta(\tau - t_k + t_i) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m \delta(\tau - \tau_m), \quad (5)$$

а модель «обмірюваної» автокореляційної функції рефлектограми аналогічна (4):

$$q_{\text{meas}}(\tau) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} 2b_m \frac{\sin[\Omega(\tau - \tau_m)]}{\pi(\tau - \tau_m)} \cos[\Theta(\tau - \tau_m)]. \quad (6)$$

Слід зазначити, що в більшості випадків ті значення коефіцієнтів a_i , які відповідають багаторазовому відбиттю (перевідбиттю) плоскої електромагнітної хвилі в шарах матеріалу, дуже малі, і ними можна знехтувати. Тому практично кількість доданків у сумах (3), (4) можна обмежити деяким числом $K < \infty$, а в сумах (5), (6) – деяким числом $M < \infty$.

З ВІДНОВЛЕННЯ ЗА МЕТОДОМ МІНІМУМУ ТРИВАЛОСТІ

Задача відновлення рефлектограми полягає в тому, щоб на підставі обмірюваних значень комплексного КВ побудувати рефлектограму у формі (3). Аналогічно, задача відновлення автокореляційної функції рефлектограми полягає в тому, щоб на підставі обмірюваних значень квадрата модуля КВ побудувати автокореляційну функцію рефлектограми у формі (5). Незважаючи на розходження, дані задачі в контексті задачі деконволюції можуть бути записані однаково:

$$y(t) = \int_T h(t-\tau)x(\tau)d\tau + n(t); \quad t \in (-\infty; \infty), \quad (7)$$

де $h(t) = \frac{2\sin(\Omega t)}{\pi t} \cos(\Omega t)$; T – невідома область, у межах якої функція $x(t)$ не дорівнює нулю; $n(t)$ – реалізація шуму. Задача полягає в тому, щоб знайти оцінку $x(t)$ за відомими значеннями $y(t)$, $h(t)$ і відомими характеристиками шуму.

Відповідно до методу мінімуму тривалості [3], шукана оцінка $\tilde{x}(t)$ задається у виді:

$$\tilde{x}(t) = y(t) + s(t); \quad t \in (-\infty; \infty), \quad (8)$$

де $s(t)$ – функція, спектр якої тотожно дорівнює нулю усередині смуг частот $[-f_B, -f_H]$ і $[f_H, f_B]$, тобто

$$\int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau)s(\tau)d\tau = 0; \quad t \in (-\infty; \infty). \quad (9)$$

Ця функція повинна мінімізувати функціонал «узгальненої» тривалості:

$$D_{\alpha, \beta} = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ [|y(t) + s(t)|^2 + \alpha^2]^\beta - a^{2\beta} \right\} dt, \quad (10)$$

де α , β – параметри функціонала $D_{\alpha, \beta}$, які можна вибрати так [3]: $\alpha^2 \approx \sigma^2$, де σ^2 – дисперсія шуму; $\beta = 1/16$.

Спрощення подальших розрахунків з мінімізації функціонала (10) можна отримати, якщо використати розвинення у ряд:

$$s(t) = \sum_{j=1}^J c_j \phi_j(t), \quad (11)$$

де $\phi_j(t)$ – певні відомі функції, спектр яких тотожно дорівнює нулю усередині смуг частот $[-f_B, -f_H]$ і $[f_H, f_B]$; c_j – невідомі коефіцієнти. Тоді функціонал $D_{\alpha, \beta}$ є нелінійною функцією від J невідомих c_j , для мінімізації якої можуть бути використані різні методи. При чисельних розрахунках у якості $\phi_j(t)$ можна обрати базисні функції прямого перетворення Фур'є,

яким відповідають спектральні компоненти поза смугами частот $[-f_B, -f_H]$ і $[f_H, f_B]$.

4 РЕЗУЛЬТАТИ

На основі методу спряжених градієнтів був побудований алгоритм мінімізації функціоналу (10). Цей алгоритм на кожному своєму кроці вимагає виконання двох перетворень Фур'є і розв'язання задачі одновимірної оптимізації. Результати чисельного моделювання задач відновлення рефлектограми і відновлення автокореляційної функції рефлектограми для одношарового діелектричного матеріалу приведені на рис. 1–4. Початкова смуга частот покладалася рівною 26...37,5 ГГц.

Результати відновлення рефлектограми, отриманої зі значень комплексного КВ для одношарового діелектричного матеріалу з параметрами $\epsilon = 2,69$ та $d = 0,5$ см представлені на рис. 1–2. Без застосування екстраполяції неможливо оцінити параметри відбитих радіоімпульсів через їх «злиття» (рис. 1), тоді як після екстраполяції (рис. 2) часові імпульси на відновленій рефлектограмі явно розділені.

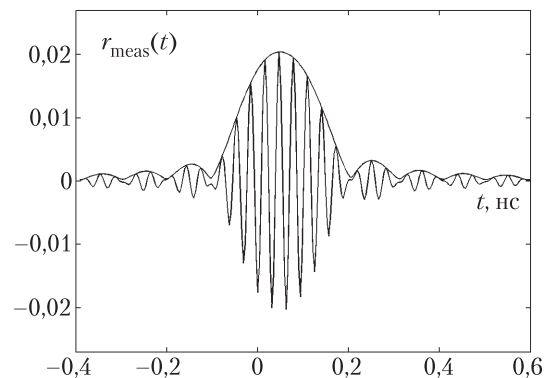


Рисунок 1 – Моделювання рефлектограми без відновлення

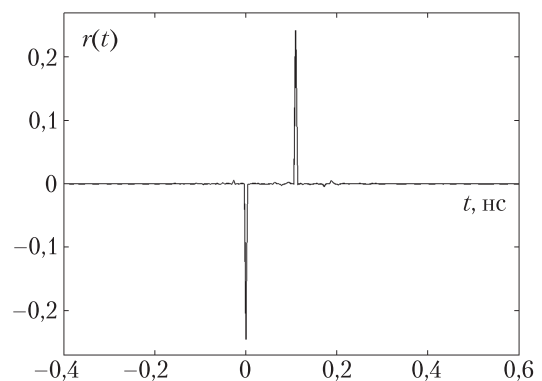


Рисунок 2 – Рефлектограма після відновлення

Результати відновлення автокореляційної функції рефлектограми для того ж самого одношарового діелектричного матеріалу приведені на рис. 3–4. Як видно (рис. 4), після відновлення спостерігаються три основних піки, де центральний пік відповідає нульовій часовій затримці, а два бічних піки – часовій затримці однократного відбиття.

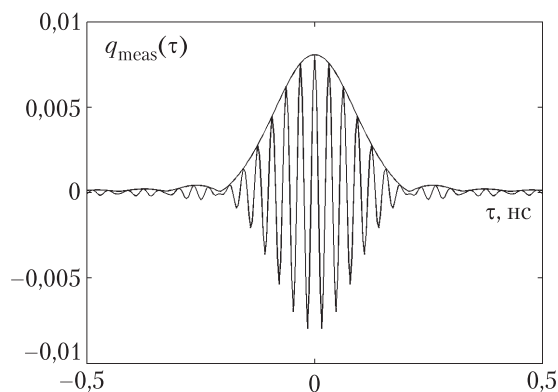


Рисунок 3 – Моделювання автокореляційної функції рефлектограми без відновлення

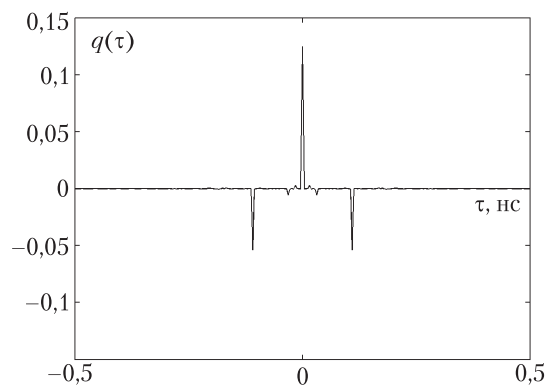


Рисунок 4 – Автокореляційна функція рефлектограми після відновлення

В обох випадках для розв'язання задач відновлення були використані наступні значення робочих параметрів методу мінімуму тривалості: $\alpha = 0, 1 \max|y(t)|$, $\beta = 1/16$. Використання цих значень забезпечує покращання розділювальної здатності (за електричною товщиною) НВЧ-вимірювань для одношарових діелектричних матеріалів з величини 2,6 см до величин 1,5 см та 1 см у випадках, коли діелектрична проникність шару приймає будь-яке значення з діапазону 1,2...16,0 та 1,2...4,0 відповідно.

5 ВИСНОВКИ

1. Розв'язання задач відновлення рефлектограм з результатів широкосмугових НВЧ-вимірювань розширює можливості оцінювання параметрів шаруватих матеріалів за межі технічно досяжного значення розділювальної здатності вимірювань.

2. Для розв'язання задач відновлення рефлектограм може бути використаний метод мінімуму тривалості [3], модифікований для екстраполяції спектра на область низьких і високих частот.

3. Застосування зазначеного модифікованого методу мінімуму тривалості забезпечило майже дворазове покращання розділювальної здатності (за електричною товщиною) НВЧ-вимірювань для одношарових діелектричних матеріалів в широкому діапазоні значень діелектричної проникності шару.

4. Подальше підвищення якості розв'язання задач відновлення рефлектограм може бути досягнуто за рахунок залучення додаткових апріорних відомостей щодо властивостей функцій, які описують рефлектограми, з метою звуження класу відповідних рішень.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Дробахин О. О., Ахметшин А. М. Оценивание параметров слоистых диэлектрических материалов методом Фурье-преобразования комплексного коэффициента отражения // Дефектоскопия. – 1984. – № 9. – С. 19–28.
2. Андреев М. В., Борулько В. Ф., Дробахин О. О. Сравнительный анализ информационных возможностей методов многочастотного радиоволнового контроля слоистых диэлектрических структур с использованием ква-зирешения // Дефектоскопия. – 1996. – № 2. – С. 78–86.
3. Вовк С. М., Борулько В. Ф. Метод минимума длительности для восстановления финитных сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1991. – Т. 34. – № 8. – С. 66–69.

Надійшла 11.10.04
Після доробки 8.04.05

Рассмотрены задачи восстановления рефлектограммы и автокорреляционной функции рефлектограммы по результатам широкополосных СВЧ-измерений. Для восстановления использован метод минимума длительности, который модифицирован для случая экстраполяции спектра на область низких и высоких частот. Найдены оптимальные значения рабочих параметров метода. Представлены результаты численного моделирования для однослойной диэлектрической структуры.

Problems of reflectogram restoration and autocorrelation function of reflectogram restorations are considered. The method of minimum duration is modified for cases of spectra extrapolation onto lower and higher frequencies. Optimal values of work parameters of the method are found. Results of numeric simulation are presented for one-layered dielectric structure.

А. В. Крапивной, В. П. Чумаченко

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ОТКРЫТОГО СЛОЯ К РАСЧЕТУ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН НА ИМПЕДАНСНЫХ ЦИЛИНДРАХ

Метод открытого слоя применен к расчету рассеяния электромагнитных волн на выпуклых импедансных цилиндрах. Приповерхностный слой состоит из отдельных ячеек. В каждой ячейке рассеянное поле представляется в терминах волн, распространяющихся от ее сторон ячейки, исключая внешнюю. Пригодность предложенной модели для расчета реальных структур проверена анализом рассеяния на круглом, квадратном, прямоугольном и треугольном импедансных цилиндрах. Метод прост в применении и обеспечивает достаточную точность в широком диапазоне частот.

ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] был предложен приближенный подход к решению задач дифракции на идеально проводящих цилиндрах со сложным выпуклым контуром поперечного сечения. Он был назван методом открытого слоя и является логическим продолжением метода произведения областей [2].

Как известно, в методе произведения областей поле в рассматриваемой области часто имеет вид суперпозиции волн, направленных внутрь этой области от ее боковых стенок. Для использования этой модели у поверхности рассматриваемого цилиндра выделяется приграничный слой толщиной существенно меньше длины падающей волны. Выделенный слой разделяется на некоторое число перекрывающихся частей. В каждой такой части рассеянное поле представляется согласно методу произведения областей. Далее, значения поля в соседних частях согласовываются в перекрывающихся областях. В результате решение задачи рассеяния сводится к решению системы линейных уравнений с разреженной матрицей.

Целью данной работы является применение метода открытого слоя к решению задачи рассеяния электромагнитных волн на импедансных цилиндрах. В качестве примеров рассмотрены круговой, прямоугольный и треугольный цилиндры с ненулевым импедансом. Расчетные данные сравниваются с результатами вычислений, полученных методом моментов и методом поверхностного граничного условия излучения.

1 ПОСТАНОВКА И РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Часть поперечного сечения цилиндра изображена на рис. 1. Его кусочно-гладкая выпуклая граница состоит из N элементов: прямолинейных отрезков и дуг окружностей. В число таких элементов могут быть также включены дуги эллипсов. 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 между направлением на источник первичного поля положительным направлением оси Ox основной системы (x, y, z) координат; λ – длина падающей волны. Зависимость от времени выбираем в виде $\exp(i\omega t)$.



Рисунок 1 – Геометрическая модель задачи

Прямо на поверхности выпуклого цилиндра расположим слой толщиной 2Δ и разделим его на перекрывающиеся ячейки. На рис. 1 изображена j -я ячейка, которая прилегает к дуге окружности $M_j M_{j+1}$ радиусом R_j . Она представляет собой пересечение

(произведение) четырех областей, которые определяются 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.

Согласно методу открытого слоя [1], z -компоненту рассеянного поля внутри j -й ячейки мы записываем в виде суммы четырех слагаемых, каждое из которых представляет собой суперпозицию волн, распространяющихся от соответствующей стороны ячейки. Однако, для обеспечения условия излучения, мы требуем, чтобы волны, распространяющиеся в направлении рассеивающей поверхности, имели нулевую амплитуду. Таким образом, рассеянное поле внутри j -й ячейки принимает вид:

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

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

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

$$K_j = \frac{\pi}{\beta_j}; \quad \beta_j - \text{угол } M_j O_j M_{j+1}; \quad \gamma_n^{(j)} = \sqrt{(n\pi/L_j)^2 - k^2};$$

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.

Первые два слагаемых соответствуют боковым дугам j -й ячейки, а последняя сумма – дуге $M_j M_{j+1}$. Ввиду того, что размеры боковых дуг во много раз меньше дуги $M_j M_{j+1}$, их вклад в рассеянное поле мы учитываем только первыми слагаемыми соответствующих разложений.

Предположим, что на каждом элементе контура поперечного сечения цилиндра полное поле $u = u_0 + u_j$ удовлетворяет импедансному условию (условию Леонтовича):

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

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.

Применяя указанное условие (4) в каждой отдельной ячейке и используя ортогональность системы тригонометрических функций, получим совокупность уравнений, связывающих между собой неизвестные коэффициенты $A^{(j)}, B^{(j)}, D_n^{(j)}$:

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

где

$$a_n^{(j)} = \frac{\varepsilon_n}{L_j} \left(ik\zeta - \frac{\partial R_j}{\partial n} \right) \Big|_s^{-1} \int_0^{L_j} \left(\frac{\partial H_0^{(2)}(k\rho_j^{(1)})}{\partial n} - ik\zeta H_0^{(2)}(k\rho_j^{(1)}) \right) \Big|_s \times \cos \frac{k\pi y_j}{L_j} dy_j, \quad (7)$$

$$b_n^{(j)} = \frac{\varepsilon_n}{L_j} \left(ik\zeta - \frac{\partial R_j}{\partial n} \right) \Big|_s^{-1} \int_0^{L_j} \left(\frac{\partial H_0^{(2)}(k\rho_j^{(2)})}{\partial n} - ik\zeta H_0^{(2)}(k\rho_j^{(2)}) \right) \Big|_s \times \cos \frac{k\pi y_j}{L_j} dy_j, \quad (8)$$

$$c_n^{(j)} = \frac{\varepsilon_n}{L_j} \left(ik\zeta - \frac{\partial R_j}{\partial n} \right) \Big|_s^{-1} \int_0^{L_j} \left(\frac{\partial u_0}{\partial n} - ik\zeta u_0 \right) \Big|_s \cos \frac{k\pi y_j}{L_j} dy_j, \quad (9)$$

$$\varepsilon_n = \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 2, & n > 0. \end{cases}$$

Здесь $f|_s$ означает, что значение f вычисляется на поверхности цилиндра.

Для согласования представлений поля в соседних ячейках наложим дополнительное условие, которое состоит в том, что поля u_j и u_{j+1} , а также их производные в направлении вдоль поверхности цилиндра, должны быть непрерывны в одной точке области перекрытия ячеек P_{j+1} , имеющей координаты $x_j = \Delta$ и $y_j = 0$ ($j = \overline{1, N}$) (см. рис. 1):

$$u_j|_{P_{j+1}} = u_{j+1}|_{P_{j+1}}; \quad \frac{\partial u_j}{\partial y_j} \Big|_{P_{j+1}} = \frac{\partial u_{j+1}}{\partial y_{j+1}} \Big|_{P_{j+1}}. \quad (10)$$

Подставив в (10) значения $D_n^{(j)}$ из равенств (6), мы придем к системе $2N$ линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно неизвестных $A^{(j)}$ и $B^{(j)}$ ($j = \overline{1, N}$):

$$\begin{aligned}
 & \left(aq^{(j)} + \sum_{n=0}^{N_j} (-1)^n a_n^{(j)} R_n^{(j)} \right) \Big|_{\Delta} A^{(j)} - \\
 & - \left(aq^{(j+1)} + \sum_{n=0}^{N_j} (-1)^n a_n^{(j+1)} R_n^{(j+1)} \right) \Big|_{\Delta} A^{(j+1)} + \\
 & + \left(bq^{(j)} + \sum_{n=0}^{N_j} (-1)^n b_n^{(j)} R_n^{(j)} \right) \Big|_{\Delta} B^{(j)} - \\
 & - \left(bq^{(j+1)} + \sum_{n=0}^{N_j} (-1)^n b_n^{(j+1)} R_n^{(j+1)} \right) \Big|_{\Delta} B^{(j+1)} = \\
 & = \sum_{n=0}^{N_j} c_n^{(j+1)} R_n^{(j+1)} \Big|_{\Delta} - \sum_{n=0}^{N_j} c_n^{(j)} R_n^{(j)} \Big|_{\Delta}, \\
 & at^{(j)} A^{(j)} - at^{(j+1)} A^{(j+1)} + bt^{(j)} B^{(j)} - bt^{(j+1)} B^{(j+1)} = 0.
 \end{aligned} \tag{11}$$

где

$$\begin{aligned}
 aq^{(j)} &= H_0^{(2)}(k\rho_j^{(1)}) \Big|_{P_{j+1}}; \quad bq^{(j)} = H_0^{(2)}(k\rho_j^{(2)}) \Big|_{P_{j+1}}; \\
 at^{(j)} &= \frac{\partial H_0^{(2)}(k\rho_j^{(1)})}{\partial y_j} \Big|_{P_{j+1}}; \quad at^{(j+1)} = \frac{\partial H_0^{(2)}(k\rho_{j+1}^{(1)})}{\partial y_{j+1}} \Big|_{P_{j+1}}; \\
 bt^{(j)} &= \frac{\partial H_0^{(2)}(k\rho_j^{(2)})}{\partial y_j} \Big|_{P_{j+1}}; \quad bt^{(j+1)} = \frac{\partial H_0^{(2)}(k\rho_{j+1}^{(2)})}{\partial y_{j+1}} \Big|_{P_{j+1}}.
 \end{aligned} \tag{12}$$

СЛАУ (11) обладает разреженной матрицей и, следовательно, может быть легко решена.

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

$$u_s = - \int_L \left(G(\vec{r}, \vec{r}') \frac{\partial u(\vec{r}')}{\partial n'} - u(\vec{r}') \frac{\partial G(\vec{r}, \vec{r}')}{\partial n'} \right) dl', \tag{13}$$

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, \vec{r}' – радиус-вектор, описывающий контур интегрирования, а $\frac{\partial^*}{\partial n'}$ – внешняя нормальная производная к L .

2 ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Изложенный метод был использован для анализа рассеяния плоской волны на цилиндрах различного сечения: круглом, квадратном, прямоугольном и треугольном. На рис. 2 обозначены линейные параметры структур, расположение основной системы координат и направление падающей волны.

На рис. 3 сплошные кривые представляют диаграммы направленности (σ -поперечник рассеяния) для кругового цилиндра в случае E (a) и H (b) поляризации при значении импеданса $\eta = 4$. Результаты сравниваются с расчетами, полученными методом разделения переменных. Приграничный слой, толщина Δ которого выбиралась равной $0, 1\lambda$, состоит из четырех одинаковых ячеек. Центры дополнительных боковых дуг определяются величинами: $\angle O_j M_j O_j^{(i)} = \frac{\pi}{3}$; $d_j^{(i)} = \frac{\lambda}{2}$, $i = 1, 2$. Результаты хорошо совпадают в весьма широком диапазоне частот.

На следующих двух рисунках представлены зависимости (сплошные кривые) для импедансного цилиндра квадратного сечения (рис. 2б) при облучении его E -поляризованной плоской волной. Параметры цилиндра: $l = \lambda$, $\eta = 4$. Штриховой линией показаны результаты расчета по методу, изложенному в [3], а точками – по методу моментов, которые можно считать эталонными.

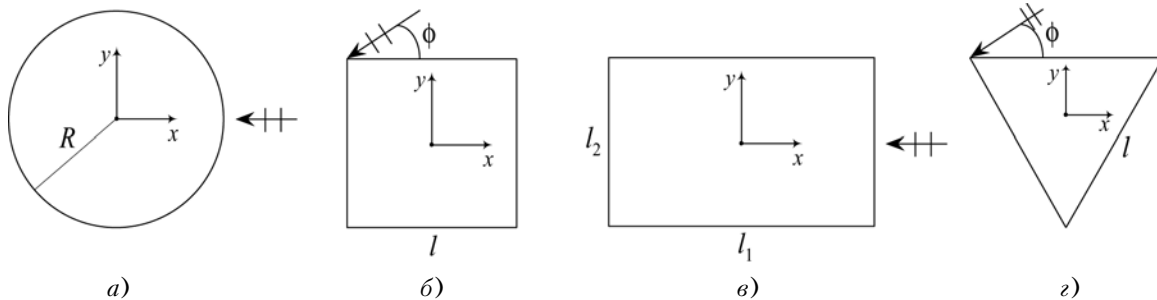


Рисунок 2 – Моделируемые структуры

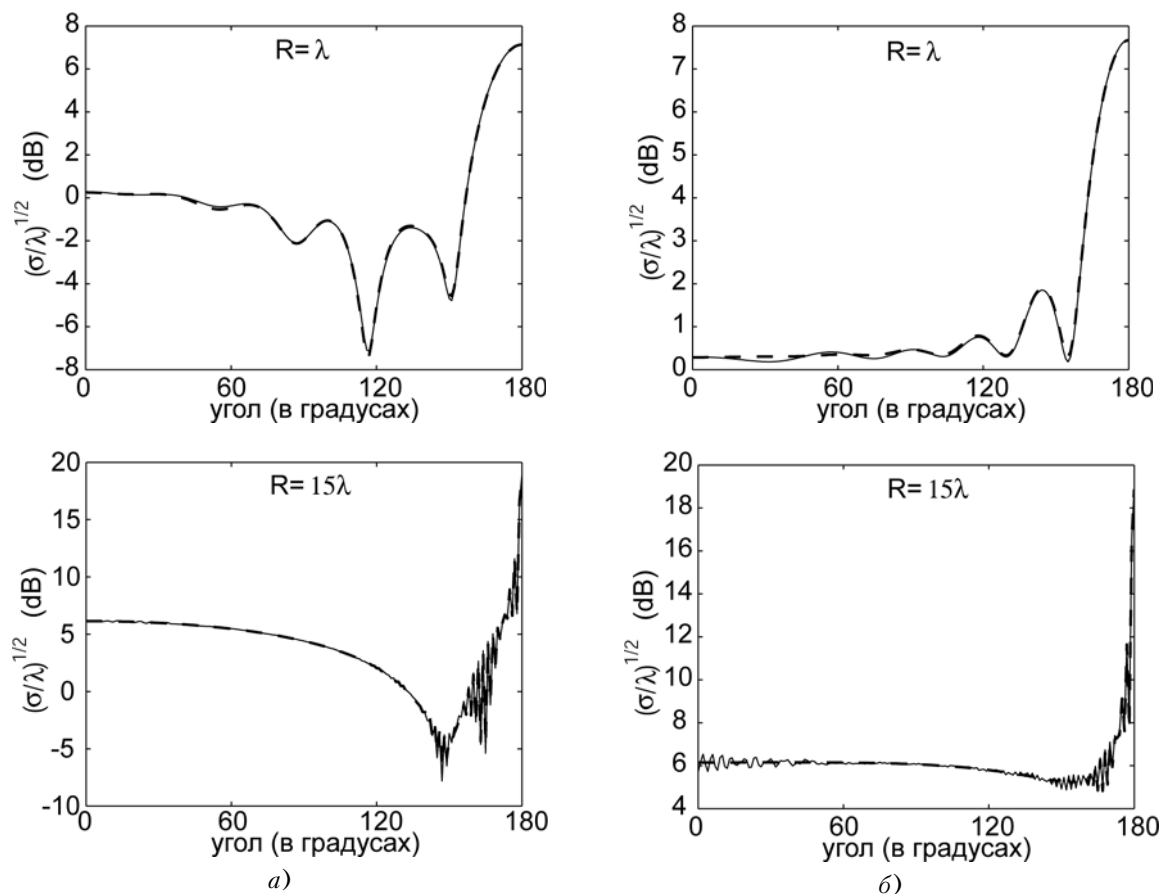


Рисунок 3 – Рассеяние на круглом цилиндре

На рис. 4 приведены результаты для обратного рассеяния, а на рис. 5 диаграмма направленности. Для ликвидации особенностей на острых углах мы вводим закругления радиусом $r = 0,05\lambda$ и приграничный слой, таким образом, разделяется на 8 ячеек: четыре дуги окружности с центральным углом $\frac{\pi}{2}$ и четыре прямолинейные ячейки. Для расчета были выбраны следующие значения дополнительных параметров:

$$\angle O_j M_j O_j^{(i)} = \frac{22\pi}{45}, d_j^{(i)} = \frac{\lambda}{2} (i = 1, 2).$$

На рис. 6 представлены характеристики рассеяния, полученные данными методами, для прямоугольного цилиндра (рис. 2в) с параметрами: $l_1 = 2\lambda$, $l_2 = \lambda$, $\eta = 0,5(1-i)$ в случае H -поляризации падающей волны. Штриховой линией показаны результаты расчета по методу моментов [4]. Параметры закругления выбирались теми же, что в предыдущем случае. Следует констатировать хорошее согласование результатов в случае прямого и обратного (180° и 0° , соответственно) рассеяния.

И, наконец, на рис. 7 показана диаграмма обратного рассеяния от цилиндра с поперечным сечением в виде правильного треугольника (рис. 2з) со стороной

$l = 0,5\lambda$ и импедансом $\eta = 2(1+i)$. На цилиндр падает плоская волна E -поляризации. Параметры закругления в вершинах треугольника: $\angle O_j M_j O_j^{(i)} = \frac{22\pi}{45}$, $d_j^{(i)} = \frac{\lambda}{2} (i = 1, 2)$, $r = 0,01\lambda$. Наши результаты сравниваются с результатами [3], полученными методом моментов.

В целом, можно констатировать достаточно хорошее согласование наших результатов (особенно в прямом и обратном направлении рассеяния) с точными данными. Наблюдаемые расхождения связаны, по нашему мнению, с эффектами скругления острых кромок (для круглого цилиндра практически идеально совпадают с точными), а также влиянием боковых стенок каждой ячейки. Для улучшения учета боковых стенок необходимы дополнительные исследования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе метод открытого слоя применен к исследованию рассеяния электромагнитных волн на выпуклых импедансных цилиндрах. Развиваемый подход под-

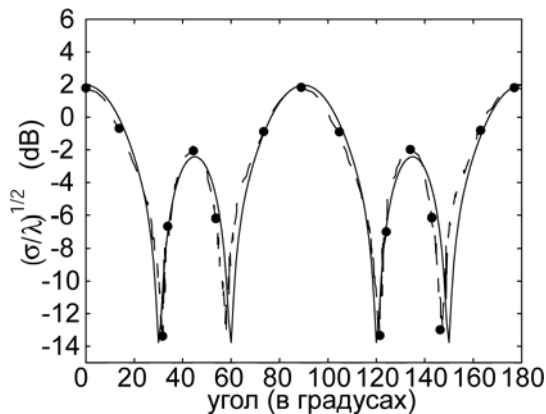


Рисунок 4 – Обратное рассеяние на квадратном цилиндре

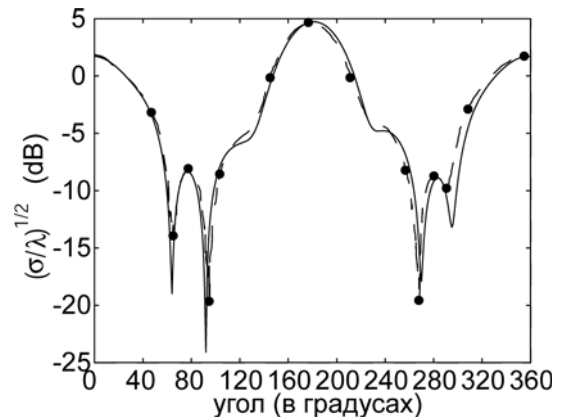


Рисунок 5 – Диаграмма направленности для квадратного цилиндра

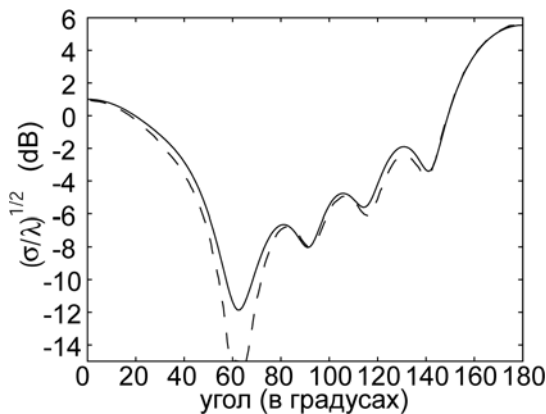


Рисунок 6 – Диаграмма направленности для прямоугольного цилиндра

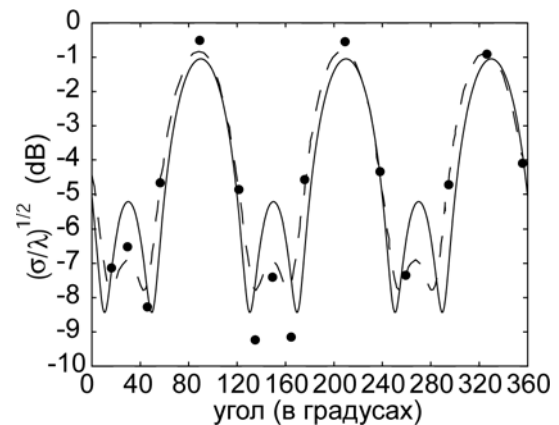


Рисунок 7 – Обратное рассеяние на треугольном цилиндре

твердил возможность его использования в весьма широком диапазоне частот. Необходимы однако дополнительные исследования, связанные с оптимизацией представлений поля в ячейках открытого поля.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. V. P. Chumachenko, "An open-cell layer approach for scattering and radiation" // Microwave and Optical Technology Letters, vol. 37, pp. 444–447, June 2003.
2. V. P. Chumachenko, "Domain-Product Technique Solution for the Problem of Electromagnetic Scattering from Multiangular Composite Cylinders" // IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-51, pp. 2845–2851, Oct. 2003.
3. M. I. Herman, J. L. Volakis, "High Frequency Scattering from Polygonal Impedance Cylinders and Strips" // IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-36, pp. 679–689, May 1988.
4. J. M. Jin, J. L. Volakis, and V. V. Liepa, "A Comparative Study of the OSRC Approach in Electromagnetic Scattering" // IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. AP-37, pp. 118–124, Jan. 1989.

Надійшла 13.10.04

Метод відкритого шару застосований до розрахунку розсіювання електромагнітних хвиль на випуклих імпедансних циліндрах. При поверхневий шар складається з окремих комірок. В кожній комірці розсіяне поле зображується сумою хвиль, що розповсюджуються від її стінок, за виключенням зовнішньої. Придатність запропонованої моделі для розрахунку реальних структур перевірена аналізом розсіювання на круглому, квадратному, прямокутному та трикутному циліндрах. Метод простий у застосуванні і забезпечує достатню точність у широкому діапазоні частот.

The open-cell layer approach is applied to electromagnetic wave scattering from convex impedance cylinders. The layer consists of cells. Inside each cell, the field scattered is expanded in terms of waves propagating from the cell sides except the outer one. The realizability and appropriateness of the construction are checked by solving the scattering from circular, square, rectangular and triangular impedance cylinders. The approach takes advantage of the simplicity and provides sufficiently accurate results in wide range of frequencies.

А. А. Мисюра, В. М. Онуфриенко

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С ФРАКТАЛЬНОЙ ФЕРРИТОВОЙ ПЛАСТИНОЙ

Представлены результаты исследования электромагнитного поля в прямоугольном волноводе с намагниченной фрактальной ферритовой пластиной. Для нахождения α -характеристик компонент поля в представленной среде использован аппарат дробного интегро-дифференцирования. Определена зависимость поперечных и продольных компонент поля от величины скейлингового показателя, характеризующего степень фрактальности ферритового заполнения.

ВВЕДЕНИЕ

При проектировании СВЧ-устройств широко используются искусственные среды, которые получают путем структурирования однородных по составу сред, либо путем частичного заполнения. К таким структурам можно отнести волноводы с ферритовыми стержнями, диэлектрическими и ферритовыми пластинами, объемные параметры которых могут оказаться анизотропными в виду особо упорядоченного пространственного расположения атомов в узлах кристаллической решетки.

В работе [1] классическая модель сплошной среды применяется для структуры, представляющей собой прямоугольный волновод, частично заполненный поперечно намагниченным ферритом. Особый интерес представили аномальные потери энергии, которые возрастают по мере приближения ферритовой пластины к узким стенкам волновода. Автор ссылается на ряд экспериментальных исследований и приходит к заключению о существовании поверхностной волны с высокой концентрацией энергии в зазоре между ферритом и стенкой волновода. Даже когда ширина зазора стремиться к нулю, эта «щелевая» волна переносит конечную энергию. Сделаны попытки нахождения амплитуды данной волны путем устранения доминирующего слагаемого в магнитном поле основной волны.

Полностью адекватную математическую модель неоднородных фрактальных свойств материалов и описания реальной физической системы найти трудно, но разработанная теория дифференциальных форм [2] создает необходимую структурную основу для рассмотрения и объяснения экспериментальных фактов в едином систематическом виде.

Становится ясным, что рассмотренная композиционная среда по своей природе является фрактальной (неоднородной, особо структурированной), что вносит предпосылки об ее исследовании с помощью особого математического аппарата дробного интегро-дифференцирования.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В постановке задачи используем физическую модель зарядов и токов в неоднородной среде, которая основывается на учете скейлинговых соотношений в измерении протяженности неоднородного множества точек. Это позволяет рассмотреть поляризованность неоднородной структуры, ввести понятие α -польного момента, который возникает вследствие микроскопического разделения центров положительных и отрицательных зарядов, а также описать обычный и аномальный скин-эффект на структурированной поверхности среды. Для рассмотрения намагниченности неоднородной структуры используется модель α -польного момента, который порождает α -характеристики электромагнитного поля [3].

Изображенная на рис. 1 поперечно намагниченная фрактальная ферритовая пластина параллельна оси прямоугольного волновода и расположена в E -плоскости. Намагничивающее поле H_0 ориентировано вдоль оси y .

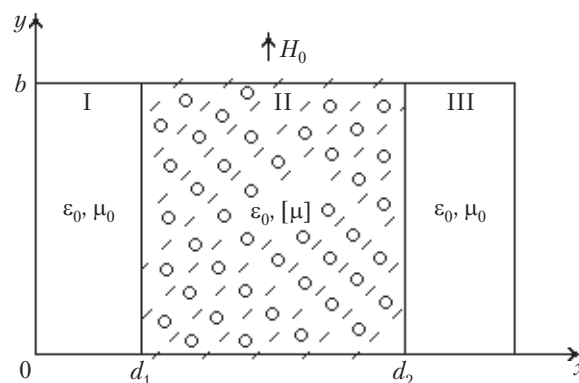


Рисунок 1 – Поперечное сечение прямоугольного волновода с ферритовой пластиной

Область I ($0 < x < d_1$), как и область III ($d_2 < x < a$), представляет собой воздушный зазор с параметрами ϵ_0 , μ_0 . Ферритовая пластина занимает область II ($d_1 < x < d_2$) и описывается диэлектрической проницаемостью ϵ , тензором магнитной проницаемости

$$[\mu] = \begin{bmatrix} \mu & 0 & j\chi \\ 0 & \mu_0 & 0 \\ -j\chi & 0 & \mu \end{bmatrix}$$

и скейлинговым показателем α , характеризующим степень фрактальности заполнения.

Для данной структуры исследуем влияние фрактальной пластины на поведение мод магнитного поля $H^{(\alpha)}$ -типа.

РЕШЕНИЕ

В дальнейшем рассмотрении ограничимся случаем, когда отсутствует зависимость от координаты y . Тогда, согласно [1], поля в первой и третьей области можно рассматривать в классическом виде, а во второй – α -характеристики компонент поля (см., например, [4, 5]).

1. Область I

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

$$H_{z1}(x, z) = (j/W_0) \cdot \cos(h_1 \cdot x) \cdot e^{-j \cdot k' \cdot z}, \quad (1)$$

где $W_0 = \omega \cdot \mu_0 / h_1$ – характеристическое сопротивление среды; h_1 – коэффициент фазы плоской волны в воздухе; μ_0 – магнитная постоянная; ϵ_0 – электрическая постоянная; ω – круговая частота; $k' = \sqrt{\omega^2 \cdot \epsilon_0 \cdot \mu_0 - h_1^2}$ – постоянная распространения волны.

2. Область II

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

$$\begin{aligned} ({}_x D_{-\infty}^{\alpha} H_{z2}^{(\alpha)})(x, z) = (j \cdot A / W_0 \cdot h_1 \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \times \\ \times [\mu \cdot h_2 \cdot \cos(h_2 \cdot x) - \chi \cdot k' \cdot \sin(h_2 \cdot x)] \cdot e^{-j \cdot k' \cdot z} - \\ - (j \cdot B / W_0 \cdot h_1 \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \times \\ \times [\mu \cdot h_2 \cdot \sin(h_2 \cdot x) + \chi \cdot k' \cdot \cos(h_2 \cdot x)] \cdot e^{-j \cdot k' \cdot z}, \end{aligned}$$

а восстановленные по α -характеристикам компоненты электромагнитного поля имеют вид:

$$\begin{aligned} E_{y2}^{(\alpha)}(x, z) = [A \cdot \sin(h_2 \cdot x - \alpha \cdot \pi / 2) + \\ + B \cdot \cos(h_2 \cdot x - \alpha \cdot \pi / 2)] \cdot \frac{1}{h_2^{\alpha}} \cdot e^{-j \cdot k' \cdot z}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (H_{z2}^{(\alpha)})(x, z) = [(j \cdot A / W_0 \cdot h_1 \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \times \\ \times (\mu \cdot h_2 \cdot \cos(h_2 \cdot x - \alpha \cdot \pi / 2) - \chi \cdot k' \cdot \sin(h_2 \cdot x - \alpha \cdot \pi / 2)) - \\ - (j \cdot B / W_0 \cdot h_1 \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \cdot (\mu \cdot h_2 \cdot \sin(h_2 \cdot x - \alpha \cdot \pi / 2) + \\ + \chi \cdot k' \cdot \cos(h_2 \cdot x - \alpha \cdot \pi / 2))] \cdot \frac{1}{h_2^{\alpha}} \cdot e^{-j \cdot k' \cdot z}, \quad (2) \end{aligned}$$

где A и B – амплитуды поля, определяемые из граничных условий для составляющих E_y и ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} E_{y2}^{(\alpha)}$, H_z и ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} H_{z2}^{(\alpha)}$ при $x = d_1$; $\mu_{\perp} = (\mu^2 - \chi^2) / \mu$ – эффективная магнитная проницаемость поперечно намагниченного феррита; h_2 – коэффициент фазы плоской волны в феррите; $k' = \sqrt{\omega^2 \cdot \epsilon \cdot \mu_{\perp} - h_2^2}$ – постоянная распространения волны.

3. Область III

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

$$H_{z3}(x, z) = (-j \cdot C / W_0) \cdot \cos[h_3 \cdot (a - x)] \cdot e^{-j \cdot k' \cdot z}, \quad (3)$$

где C – амплитуда поля, определяемая из граничных условий для составляющих E_y и ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} E_{y2}^{(\alpha)}$, H_z и ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} H_{z2}^{(\alpha)}$ при $x = d_2$, $h_3 = h_1$ – коэффициент фазы плоской волны в воздухе.

В соответствии с граничными условиями в силу сохранения непрерывности E_y и ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} E_{y2}^{(\alpha)}$, H_z и ${}_x D_{-\infty}^{\alpha} H_{z2}^{(\alpha)}$ при $x = d_1$ и $x = d_2$ имеют место следующие равенства:

$$\sin(h_1 \cdot d_1) = A \cdot \sin(h_2 \cdot d_1) + B \cdot \cos(h_2 \cdot d_1);$$

$$\begin{aligned} (j / W_0) \cdot \cos(h_1 \cdot d_1) = (j \cdot A / W_0 \cdot h_1 \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \times \\ \times [\mu \cdot h_2 \cdot \cos(h_2 \cdot d_1) - \chi \cdot k' \cdot \sin(h_2 \cdot d_1)] - \\ - (j \cdot B / W_0 \cdot h_1 \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \times \\ \times [\mu \cdot h_2 \cdot \sin(h_2 \cdot d_1) + \chi \cdot k' \cdot \cos(h_2 \cdot d_1)]; \end{aligned}$$

$$C \cdot \sin[h_3 \cdot (a - d_2)] = A \cdot \sin(h_2 \cdot d_2) + B \cdot \cos(h_2 \cdot d_2);$$

$$\begin{aligned} (-j \cdot C / W_0) \cdot \cos[h_3 \cdot (a - d_2)] = (j \cdot A / W_0 \cdot h_1 \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \times \\ \times [\mu \cdot h_2 \cdot \cos(h_2 \cdot d_1) - \chi \cdot k' \cdot \sin(h_2 \cdot d_1)] - \\ - (j \cdot B / W_0 \cdot h_1 \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \times \\ \times [\mu \cdot h_2 \cdot \sin(h_2 \cdot d_2) + \chi \cdot k' \cdot \cos(h_2 \cdot d_2)]. \quad (4) \end{aligned}$$

Для дальнейшего анализа введем следующие обозначения:

$$\left\{ \begin{aligned} d_1 &= d_1/a, \\ d_2 &= d_2/a, \\ k_0 &= \omega \cdot \varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot d_2, \\ \psi &= h_1 \cdot d_2, \\ \psi \cdot (d_1/d_2) &= h_1 \cdot d_1, \\ \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)} &= h_2 \cdot d_2, \\ (d_1/d_2) \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)} &= h_2 \cdot d_1, \\ \psi/d_2 &= h_1 \cdot a, \\ \sqrt{k_0^2 - \psi^2} &= k' \cdot d_2. \end{aligned} \right. \quad (5)$$

Тогда, с учетом (5), из (4) получим

$$A = \left[\frac{\psi \cdot \mu_{\perp}}{\sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}} \cdot \cos(\psi \cdot (d_1/d_2)) + \frac{\chi \cdot \sqrt{k_0^2 - \psi^2}}{\mu \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}} \cdot \sin(\psi \cdot (d_1/d_2)) \right] \times \cos\left((d_1/d_2) \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right) + \sin(\psi \cdot (d_1/d_2)) \times \sin\left((d_1/d_2) \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right);$$

$$B = \left[\frac{\psi \cdot \mu_{\perp}}{\sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}} \cdot \cos(\psi \cdot (d_1/d_2)) - \right.$$

$$\left. - \frac{\chi \cdot \sqrt{k_0^2 - \psi^2}}{\mu \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}} \cdot \sin(\psi \cdot (d_1/d_2)) \right] \times \sin\left((d_1/d_2) \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right) + \sin(\psi \cdot (d_1/d_2)) \times \cos\left((d_1/d_2) \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right);$$

$$C = \frac{A \cdot \sin\left(\sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right) + B \cdot \cos\left(\sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{d_2} - \psi\right)}$$

$$\begin{aligned} & (A/\psi \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \cdot \left[\mu \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)} \times \right. \\ & \times \cos\left(\sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right) - \chi \cdot \sqrt{k_0^2 - \psi^2} \times \\ & \left. \times \sin\left(\sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right) \right] - (B/\psi \cdot \mu \cdot \mu_{\perp}) \times \\ & \times \left[\mu \cdot \sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)} \cdot \sin\left(\sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right) + \right. \\ & \left. + \chi \cdot \sqrt{k_0^2 - \psi^2} \cdot \cos\left(\sqrt{\psi^2 + k_0^2 \cdot (\varepsilon \cdot \mu_{\perp} - 1)}\right) \right] + \\ & + C \cdot \cos[h_3 \cdot (a - d_2)] = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Уравнение (6) дает возможность численно определить ψ , а, следовательно, и все остальные параметры, входящие в волновые уравнения.

ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис. 2–4 представлена структура $E_y^{(\alpha)}$ - и $H_z^{(\alpha)}$ -компонент поля $H^{(\alpha)}$ -типа в классической анизотропной

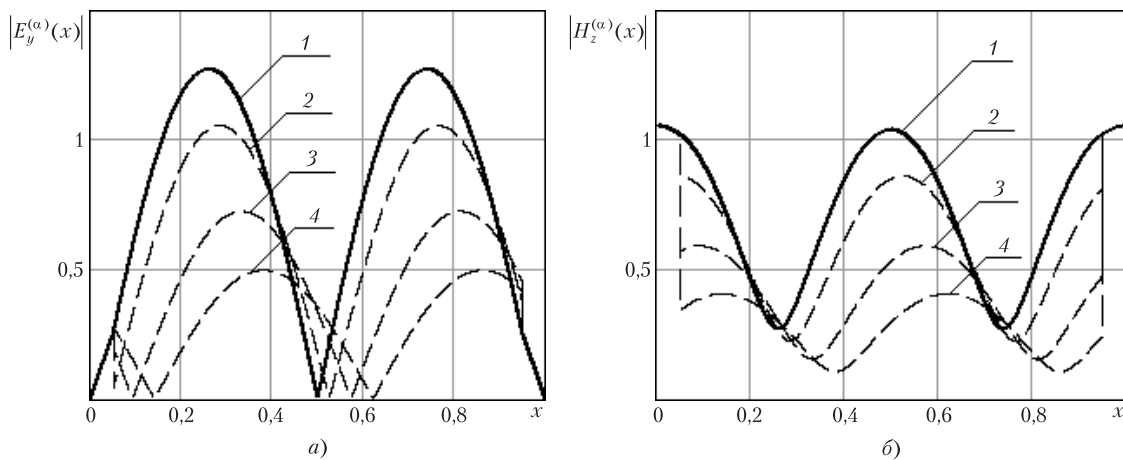


Рисунок 2 – Структура поперечных и продольных компонент поля $H^{(\alpha)}$ -типа при различных значениях дробного индекса α для $d_1/a = 0,05$ и $d_2/a = 0,95$

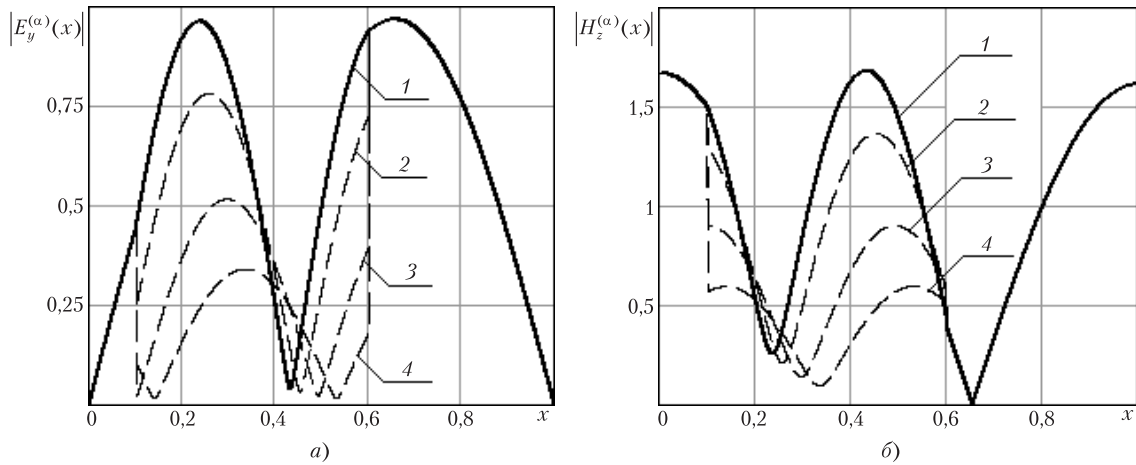


Рисунок 3 – Структура поперечных и продольных компонент поля $H^{(\alpha)}$ -типа при различных значениях дробного индекса α для $d_1/a = 0,1$ и $d_2/a = 0,6$

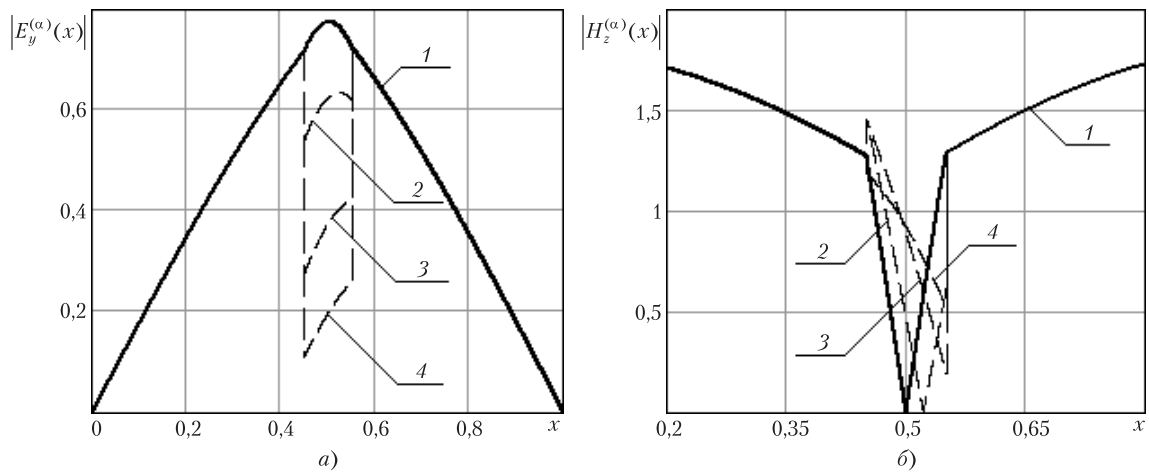


Рисунок 4 – Структура поперечных и продольных компонент поля $H^{(\alpha)}$ -типа при различных значениях дробного индекса α для $d_1/a = 0,45$ и $d_2/a = 0,55$

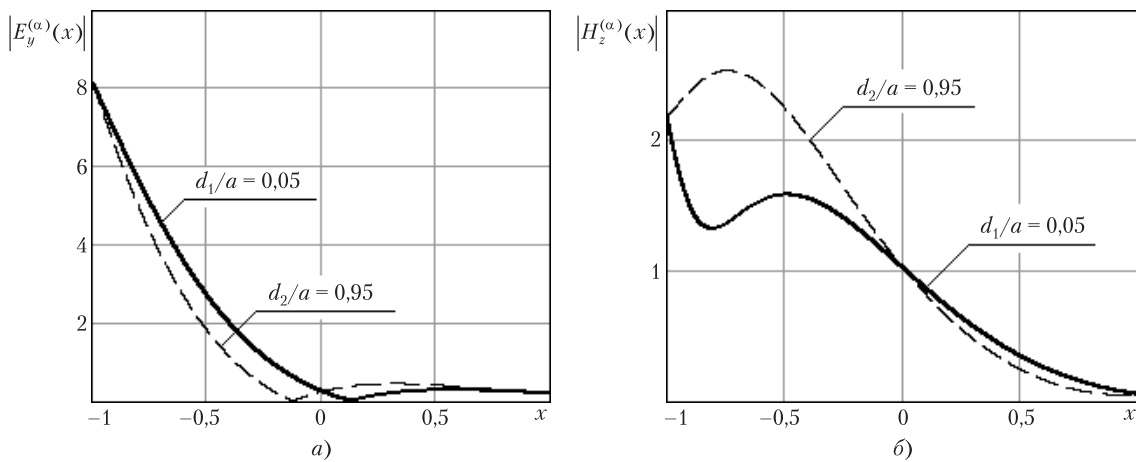


Рисунок 5 – Скейлинговые зависимости поперечных и продольных компонент поля $H^{(\alpha)}$ -типа на границе раздела сред $d_1/a = 0,05$ и $d_2/a = 0,95$

среде (кривая 1 – $\alpha = 0$) и во фрактальной – с показателем фрактальности $\alpha = 0,1$ (кривая 2); $\alpha = 0,3$ (кривая 3); $\alpha = 0,5$ (кривая 4). На рис. 2 ферритовая пластина расположена по середине волновода и занимает почти весь его объем (от $d_1/a = 0,05$ до $d_2/a = 0,95$), на рис. 3 она смещена к началу координат и занимает половину пространства (от $d_1/a = 0,1$ до $d_2/a = 0,6$), а на рис. 4 – ее размеры малы по сравнению с воздушным заполнением (от $d_1/a = 0,45$ до $d_2/a = 0,55$). Параметры феррита: $\epsilon = 10$; $\mu = 1,914$; $\chi = 0,686$.

Из графиков видно, что с увеличением скейлингового показателя α происходит заметное уменьшение амплитуды, а также фазовый сдвиг $E_y^{(\alpha)}$ - и $H_z^{(\alpha)}$ -компонент поля $H^{(\alpha)}$ -типа. Кроме того, на границе раздела сред в случае фрактальной пластины появляется резкий скачок амплитуды поля. Это явление обусловлено возникновением поверхностных токов, распределенных вдоль поверхности раздела в виде бесконечно тонкого слоя. Это позволяет говорить о том, что кроме магнитной волны основного типа в данной структуре имеет место «щелевая» поверхностная волна, которая, как указывалось в [1], играет роль в переносе энергии. Разность амплитуд поля на границе раздела сред определяет искомую амплитуду «щелевой» волны. Данный эффект наблюдается даже в случае, когда величина воздушного зазора бесконечно мала, что согласуется с данными работы [1].

На рис. 5 представлены скейлинговые зависимости $E_y^{(\alpha)}$ - и $H_z^{(\alpha)}$ -компонент поля $H^{(\alpha)}$ -типа на границе раздела сред $d_1/a = 0,05$ и $d_2/a = 0,95$.

Графические зависимости указывают на то, что скейлинговая структура ферритовой пластины существенно сказывается на поведении электромагнитных полей в рассматриваемой конструкции. Таким образом, многие термодинамические эффекты (например, рассеяние энергии) могут быть объяснены не только экспериментально, но и теоретически, что актуально при проектировании вентилях, фазовращателях, поглощающих нагрузок и других СВЧ-устройств.

ВЫВОДЫ

На примере прямоугольного волновода с поперечно намагниченной фрактальной ферритовой пластиной показано влияние гиромагнитных эффектов на структуру магнитного поля.

Выявлена возможность существования «щелевой» волны в среде с фрактальными свойствами, что устра-

няет термодинамический парадокс, связанный с возможностью однонаправленного распространения энергии. Показана возможность управления ее распространением за счет варьирования величины скейлингового показателя, характеризующего степень фрактальности ферритового заполнения.

Для исследования вышеуказанной структуры применен математический аппарат дробного интегро-дифференцирования, позволяющий любую сложную электродинамическую задачу сводить к рассмотрению классической задачи об однородном заполнении области веществом, но в терминах α -характеристик компонент поля с классическими предельными условиями.

Результаты работы могут использоваться для решения актуальных задач об управлении электромагнитным полем в волноводящих системах за счет варьирования скейлингового показателя.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1981. – 312 с.
2. Онуфрієнко В. М. Диферентіальні α -форми у хаусдорфовій метриці на фрактальних множинах // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2002. – № 2 (8). – С. 31–35.
3. Onufriyenko V. M. Physical and Geometric Interpretation of Electromagnetic Field's α -Characteristics // Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 53. – No. 4–5, 1999. – PP. 136–139.
4. Мисюра А. А., Онуфрієнко В. М. Собственные функции и числа прямоугольного волновода с фрактальными широкими стенками // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2003. – № 1 (9). – С. 12–16.
5. Misyura A. A. Onufriyenko V. M. Calculation of the Magnetic Wave Attenuation in a Rectangular Waveguide with Fractal Walls // Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 59. – No. 10–12, 2003. – PP. 25–30.

Надійшла 13.10.04

Наведено результати дослідження електромагнітного поля у прямокутному хвилеводі з намагніченою фрактальною феритовою пластиною. Для знаходження α -характеристик компонент поля у наведеному середовищі використаний апарат дробового інтегро-диференціювання. Визначена залежність поперечних та поздовжніх компонент поля від величини скейлінгового показника, що характеризує ступінь фрактальності феритового заповнення.

The investigation results of electromagnetic field in rectangular waveguide with magnetized fractal ferrite 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 transversal and longitudinal field components on values of scaling index which characterizes the degree of ferrite fractal filling has been determined.

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

РАДИОЕЛЕКТРОНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS

УДК 62-55:681.515

В. И. Гостев, С. Н. Скуртов, С. С. Баранов, А. Н. Чаузов

СИНТЕЗ ТРЕХКАНАЛЬНОГО НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТАМИ ВРАЩЕНИЯ РОТОРОВ ДВУХРОТОРНОГО ГТД

Изложен синтез нечеткого (работающего на базе нечеткой логики) регулятора, который обеспечивает высокое качество системы автоматического управления частотами вращения роторов двухроторного газотурбинного двигателя на всех базовых режимах работы двигателя, и методом математического моделирования в интерактивной системе MATLAB исследованы процессы в системе.

ВВЕДЕНИЕ

В монографии [1] рассмотрены системы автоматического управления частотами вращения роторов двухроторного газотурбинного двигателя и для этих систем синтезированы цифровые регуляторы, обеспечивающие высокое качество систем для основных режимов (режима малого газа, среднего (крейсерского) режима или максимального режима) работы двигателя. При этом газотурбинный двигатель на каждом базовом режиме его работы рассматривается как стационарный объект управления. В данной работе синтезирован нечеткий (работающий на базе нечеткой логики) регулятор, способный обеспечить высокое качество системы на всех основных базовых режимах работы двигателя.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При переключении двигателя с одного базового режима на другой двухроторный газотурбинный двигатель необходимо рассматривать как существенно нестационарный объект управления. Каждый базовый режим характеризуется определенными частотами вращения роторов компрессоров низкого и высокого давления. Например, газотурбинный двигатель типа АИ 222 имеет частоту вращения ротора компрессора высокого давления для режима малого газа $n_K = 12768$ об/мин, для среднего режима $n_K = 16817$ об/мин, для максимального режима $n_K = 18880$ об/мин. При этом параметры общей передаточной функции объекта управления $G_0(s)$ (вместе с исполнительным механизмом) в системе автоматического управления частотами вращения роторов компрессоров низкого и высокого давления (формула (7.35) в работе [1])

$$G_0(s) = \frac{x(s)}{m(s)} = \frac{alf(s+r)}{s(s+c)(s^2+bs+a)} e^{-\tau_1 s} \quad (1)$$

будут разными для указанных режимов работы двигателя (см. табл. 7.3 в работе [1]).

Можно по трем известным значениям параметров на базовых режимах работы двигателя построить примерные зависимости параметров передаточной функции, например, от частоты вращения ротора компрессора высокого давления при переключении двигателя с одного базового режима на другой (см. рис. 1). Эти зависимости определяются следующими формулами:

$$alf(n_K) = 0,14 + 0,0946n_K + 0,0853n_K^3;$$

$$a(n_K) = 0,703 + 23,17476n_K - 10,2267n_K^2;$$

$$b(n_K) = 1,8 + 10,12336n_K - 4,4733n_K^2;$$

$$r_K(n_K) = 1,2184 + 5,3249n_K - 2,5217n_K^2.$$

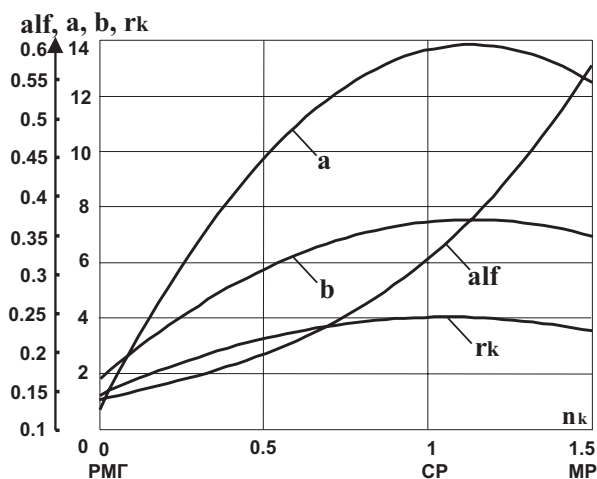


Рисунок 1

Можно построить аналогичные зависимости параметров передаточной функции от частоты вращения ротора компрессора низкого давления при переключении двигателя с одного базового режима на другой.

На базовых режимах работы двигателя частота n_K условно принимает значения 0 (для режима малого газа), 1 (для среднего режима) и 1,5 (для максимального режима). При указанных выше значениях частоты вращения ротора компрессора высокого давления параметры передаточной функции (1) на базовых режимах совпадают с табличными.

За начало отсчета принимаем режим малого газа (РМГ). Тогда при переводе двигателя с режима малого газа на средний режим (СР) частота вращения ротора компрессора получает приращение $\Delta n_K \approx 4000$ об/мин, а при переводе двигателя со среднего режима на мак-

симальный режим (МР) работы частота вращения ротора компрессора получает дополнительное приращение $\Delta n_K \approx 2000$ об/мин. Отметим, что перевод двигателя с режима малого газа на максимальный режим работы называют режимом разгона двигателя или приемистостью. Особенностью процесса разгона двигателя является зависимость температуры газа от скорости изменения расхода топлива. Так как температуру газа нельзя увеличивать выше определенной величины, необходимо ограничивать не только величину расхода топлива, но и скорость ее нарастания. Поэтому для разгона двигателя применяют специальные автоматы приемистости или системы разгона. Разгон двигателя автоматом приемистости производят до получения указанных для базовых режимов частот вращения ротора компрессора высокого давления, после чего автомат приемистости выключается и подключается система автоматического управления частотой вращения ротора компрессора на соответствующем базовом режиме.

При моделировании имитацию работы двигателя на каждом базовом режиме можно выполнить следующим образом. За начало отсчета принимаем режим малого газа. Тогда после отработки единичного скачка управляющего воздействия $u(t) = 1$, соответствующего приращению частоты вращения ротора компрессора $\Delta n_K \approx 4000$ об/мин, двигатель будет работать на среднем режиме, а после отработки дополнительного скачка управляющего воздействия $u(t) = 0,5$, соответствующего приращению частоты вращения ротора компрессора $\Delta n_K \approx 2000$ об/мин, двигатель будет работать на максимальном режиме. Переходные процессы при указанных скачках рассматривать не будем (эти процессы в автомате приемистости будут другими), а исследуем процессы в системе автоматического управления частотой вращения ротора компрессора высокого давления на базовых режимах работы ГТД при возмущающих воздействиях. Синтезируем нечеткий регулятор, способный обеспечить качество системы на всех базовых режимах работы двигателя.

СИНТЕЗ НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА

Структурная схема системы автоматического управления частотой вращения ротора компрессора ГТД представлена на рис. 2.

Ошибка рассогласования E_{rr} , поступающая на вход нечеткого регулятора (Controller), представляет собой разность между заданной напряжением $u(t)$ требуемой частотой вращения ротора компрессора и преобразованной в напряжение частотой вращения ротора $x(t) \equiv n_K(t)$: $\theta(t) = u(t) - x(t)$.

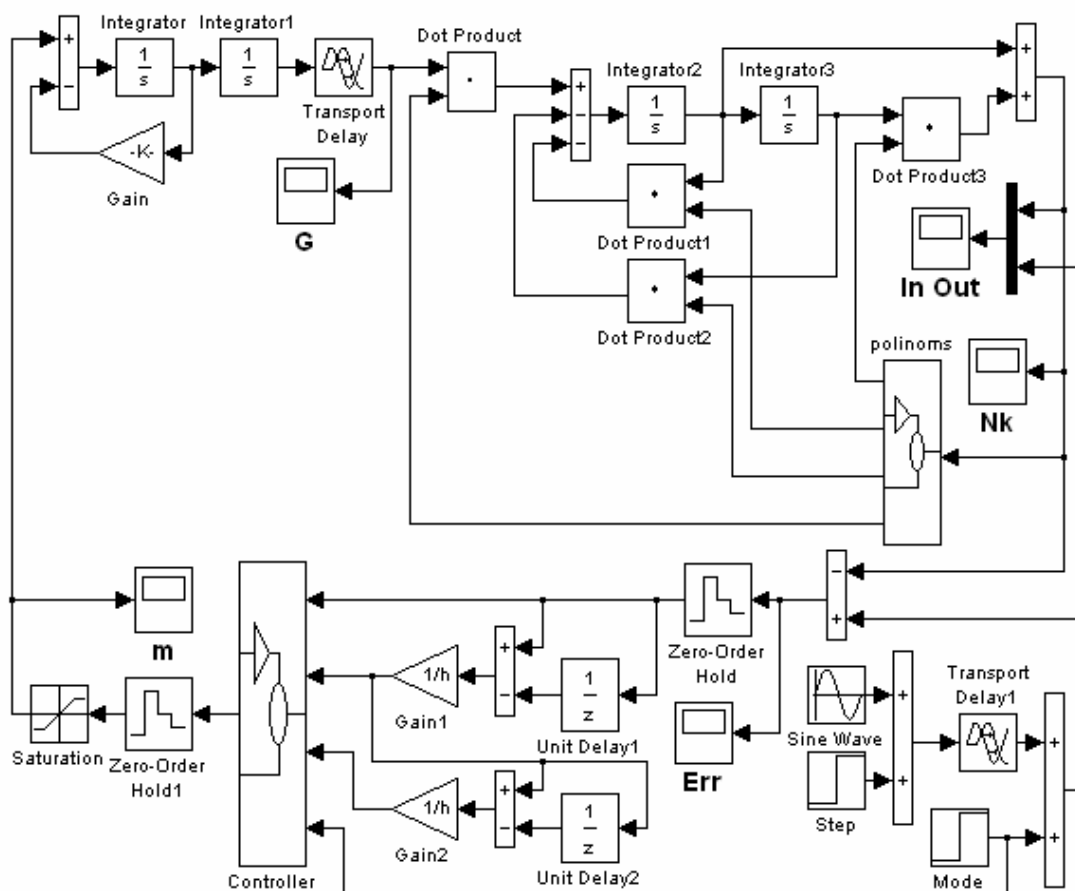


Рисунок 2

Математическая модель нестационарного колебательного звена описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{d^2 x_1^2(t)}{dt^2} + b(t) \frac{dx_1(t)}{dt} + a(t)x_1(t) = alf(t)G(t). \quad (2)$$

Математическая модель нестационарного дифференцирующего звена 1-го порядка описывается дифференциальным уравнением

$$n_K(t) = \frac{dx_1(t)}{dt} + r_K(t)x_1(t). \quad (3)$$

Математическая модель ГТД в интерактивной системе MATLAB составлена следующим образом. На вход модели поступает сигнал $G(t)$ с выхода блока задержки Transport Delay. Выходной сигнал нестационарного колебательного звена $x_1(t)$ получаем на выходе блока Integrator3. На выходе блока Polinoms (см. также рис. 3) при поступлении на вход блока сигнала $n_K(t)$ формируются сигналы $alf(n_K)$, $a(n_K)$,

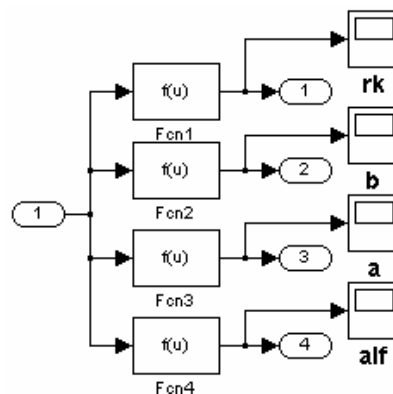


Рисунок 3

$b(n_K)$, и $r_K(n_K)$, которые в соответствующих блоках перемножения Dot Product умножаются на входной сигнал $G(t)$, сигнал $x_1(t)$, первую и вторую производные сигнала $x_1(t)$ согласно записанным выше дифференциальным уравнениям нестационарных колебательного звена и дифференцирующего звена 1-го порядка.

Ошибка рассогласования в системе управления с нечетким регулятором (см. рис. 2) квантуется аналого-цифровым преобразователем АЦП (Zero-Order Hold) с шагом квантования (шагом поступления данных в нечеткий регулятор) $h = 0,01$ с. Ошибка на выходе АЦП $\theta(k)$, ее первая $\dot{\theta}(k) = [\theta(k) - \theta(k-1)]/h$ и вторая $\ddot{\theta}(k) = [\dot{\theta}(k) - \dot{\theta}(k-1)]/h$ разности подаются на вход нечеткого регулятора (Controller). Сигнал с выхода регулятора поступает на ЦАП (фиксатор нулевого порядка Zero-Order Hold1 с передаточной функцией $H(s) = (1 - e^{-hs})/s$) и далее на вход общего объекта управления (исполнительный механизм + газотурбинный двигатель). Исполнительный механизм структурно представлен последовательным соединением апериодического (блок Integrator с обратной связью) и интегрирующего (Integrator1) звеньев и звена запаздывания (Transport Delay).

Функциональная схема многоканального нечеткого регулятора приведена на рис. 4. Блок настройки регулятора (adjustment of fuzzy-controller), блоки нормировки входных (normin) и выходного (normout) сигналов приведены соответственно на рис. 5, 6 и 7.

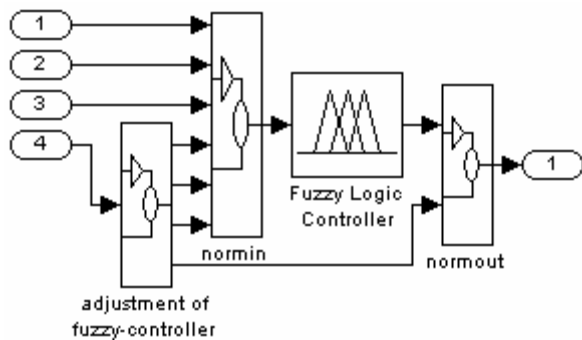


Рисунок 4

Блок настройки регулятора (adjustment of fuzzy-controller) имеет переключатель для установки номера канала и четыре переключателя для установки возможных минимальных значений входных и выходного параметров нечеткого регулятора в каждом канале. Установка номера канала производится следующим образом. При имитации режима малого газа с блока Mode на вход 1 блока настройки (на нижний вход сумматора) поступает нулевой сигнал, на второй вход сумматора поступает единичный сигнал и работает первый канал. При имитации среднего режима с блока Mode на нижний вход сумматора поступает единичный сигнал, на второй вход сумматора поступает также единичный сигнал (переключатель в верхнем положении) и работает второй канал. При имитации максимального режима с блока Mode на нижний вход сумматора поступает сигнал, равный 1,5, на второй вход сумматора поступает сигнал, также равный 1,5 (переключатель в нижнем положении), и работает третий канал.

Сигналы с выходов 1–3 блока настройки регулятора поступают на соответствующие входы 4, 5, 6 блока нормировки входных (normin) сигналов, а сигнал с выхода 4 блока настройки регулятора – на вход 2 блока нормировки выходного (normout) сигнала. На входы 1–3 блока нормировки входных сигналов поступают дискретные текущие значения $\theta(k)$, $\dot{\theta}(k)$, $\ddot{\theta}(k)$. С выхода 1 блока нормировки выходного сигнала поступают дискретные текущие значения сигнала управления $m(k)$.

Синтез каждого канала нечеткого регулятора выполнен по формулам (5.16)–(5.30) из работы [1]. Используются экспоненциальные функции принадлежности ФП:

$$\mu^1(u) = \exp(-cu), \mu^2(u) = \exp[-c(1-u)].$$

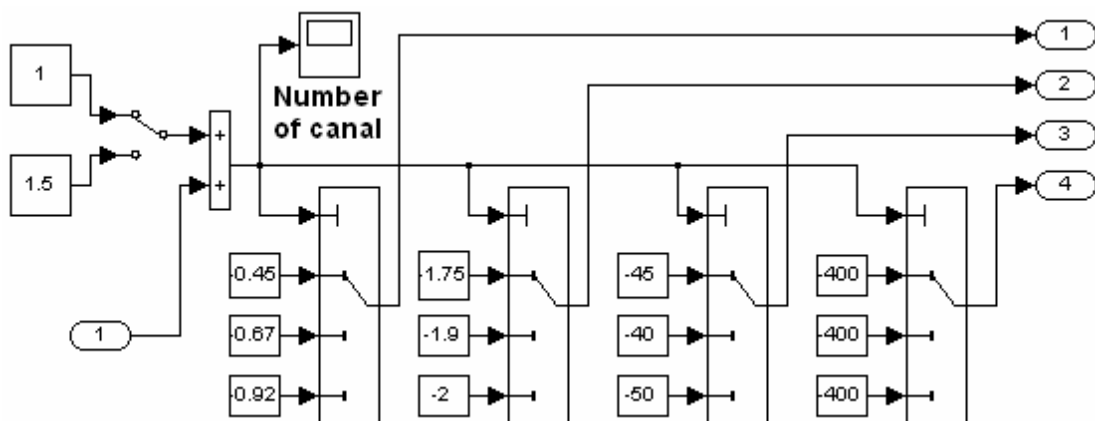


Рисунок 5

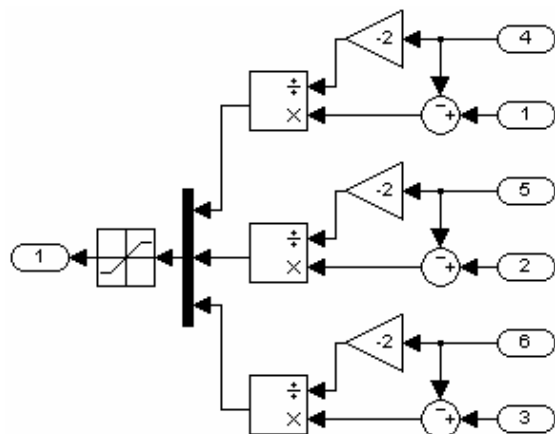


Рисунок 6

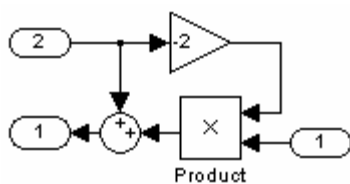


Рисунок 7

Для упрощения нормировки (пересчета значений сигналов в значения элементов единого универсального множества) диапазоны изменения входных и выходного сигналов (параметров каждого канала нечеткого регулятора) приняты симметричными:

$$\theta_{\max} = -\theta_{\min}; \dot{\theta}_{\max} = -\dot{\theta}_{\min}; \ddot{\theta}_{\max} = -\ddot{\theta}_{\min};$$

$$m_{\max} = -m_{\min}$$

и нормировка (пересчет) выполнена по формулам:

$$u_1^* = -(\theta^* - \theta_{\min}) / (2\theta_{\min});$$

$$u_2^* = -(\dot{\theta}^* - \dot{\theta}_{\min}) / (2\dot{\theta}_{\min});$$

$$u_3^* = -(\ddot{\theta}^* - \ddot{\theta}_{\min}) / (2\ddot{\theta}_{\min});$$

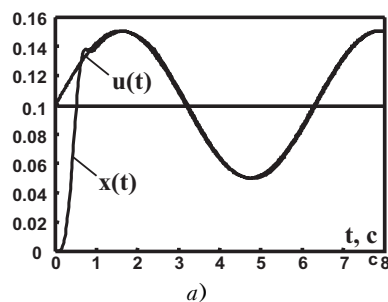
$$m^* = m(1 - 2u_c^*).$$

Для исследования процессов в системе автоматического управления частотой вращения ротора компрессора ГТД на базовых режимах работы зададим возмущающее воздействие следующего вида:

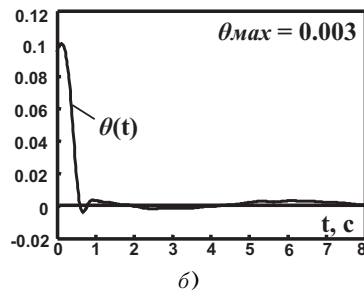
$$u(t) = 0,1 + 0,05 \sin \omega t, \omega = 1.$$

Возмущающее воздействие подается на систему после того, как переходные процессы, связанные с переходом системы с одного базового режима на другой, закончены (для этого возмущающее воздействие подается с задержкой на 5...7 с относительно ступенчатых воздействий, поступающих с блока Mode).

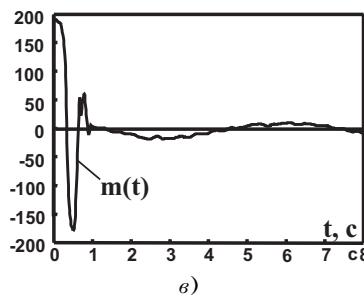
На рис. 8–10 представлены процессы в системе управления с настроенным цифровым трехканальным нечетким регулятором при имитации работы газотурбинного двигателя соответственно в режиме малого газа, на среднем (крейсерском) и максимальном режимах.



а)



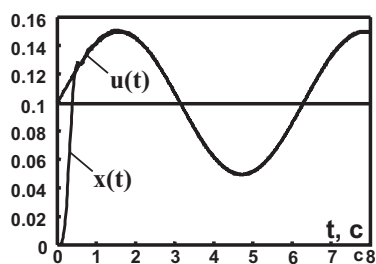
б)



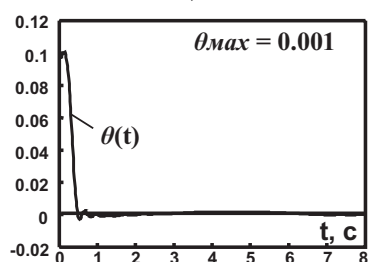
в)

Рисунок 8

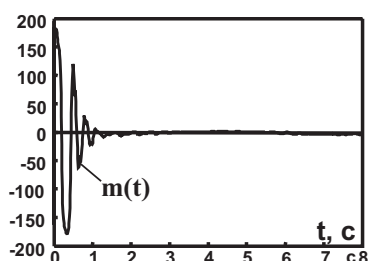
Диапазоны изменения входных переменных $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$, $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$ после настройки первого канала (ГТД работает в режиме малого газа – см. процессы на рис. 8) следующие: $[-0,45, 0,45]$, $[-1,75, 1,75]$, $[-45, 45]$. Диапазоны изменения входных переменных $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$, $[\ddot{\theta}_{\min}, \ddot{\theta}_{\max}]$ после настройки второго канала (ГТД работает на среднем режиме – см. процессы на рис. 9) следующие: $[-0,67, 0,67]$, $[-1,9, 1,9]$, $[-40, 40]$. Диапазоны изменения входных переменных $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, $[\dot{\theta}_{\min}, \dot{\theta}_{\max}]$,



а)

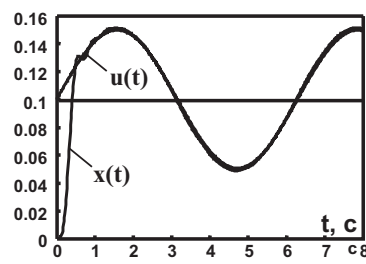


б)

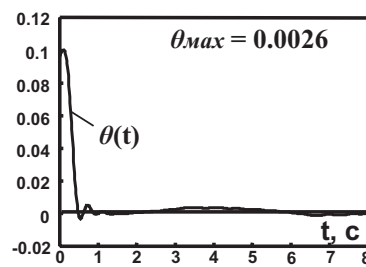


в)

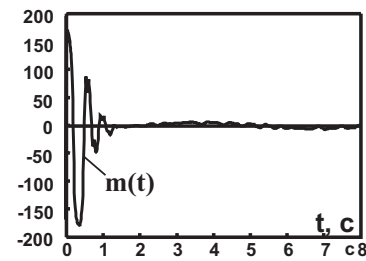
Рисунок 9



а)



б)



в)

Рисунок 10

$[\bar{\theta}_{\min}, \bar{\theta}_{\max}]$ после настройки третьего канала (ГТД работает на максимальном режиме – см. процессы на рис. 10) следующие: $[-0,92, 0,92]$, $[-2, 2]$, $[-50, 50]$.

Диапазоны изменения выходного параметра $[m_{\min}, m_{\max}]$ выбраны для каналов равными $[-400, 400]$. Параметр c в экспоненциальных ФП выбран равным 50.

Настройка каждого канала нечеткого регулятора произведена с целью получения минимальной текущей ошибки рассогласования и близкого к апериодическому переходного процесса (перерегулирование $\leq 3\%$).

Время регулирования в режиме малого газа примерно 0,6 с, на среднем режиме – 0,45 с, на максимальном режиме – 0,48 с. Максимальные текущие ошибки слежения за синусоидальным сигналом указаны на рисунках. При увеличении периода эквивалентного гармонического воздействия максимальные текущие ошибки слежения еще более уменьшаются.

ВЫВОД

Анализируя процессы в системе автоматического управления частотой вращения ротора компрессора на базовых режимах работы газотурбинного двигателя,

можно заключить, что трехканальный нечеткий регулятор обеспечивает на всех базовых режимах достаточно высокое качество системы управления, характеризуемое временем регулирования при отработке скачкообразных входных воздействий и текущей ошибкой при слежении за эквивалентным гармоническим входным воздействием.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Гостев В. И. Синтез нечетких регуляторов систем автоматического управления. – К.: Издательство «Радиоаматор», 2003. – 512 с.

Надійшла 14.02.05

Викладено синтез нечіткого (що працює на базі нечіткої логіки) регулятора, який забезпечує високу якість системи автоматичного управління частотами обертання роторів двороторного газотурбинного двигуна на всіх базових режимах роботи двигуна, та методом математичного моделювання в інтерактивній системі MATLAB досліджені процеси в системі.

The synthesis fuzzy (operating on the basis of fuzzy logic) controller, which ensures excellence of a automatic control system of rotational speeds of curls of a double-rotor gas-turbine drive on all base power setting, is explained also to method of mathematical simulation in an interactive system MATLAB the processes in a system are probed.

С. П. Гулін

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ АДАПТИВНОЇ МОДЕЛІ НЕЛІНІЙНИХ КОМПОНЕНТІВ НА ОСНОВІ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Запропоновано метод визначення параметрів адаптивної моделі, яка представлена аналітичною трансцендентною функцією, на основі експериментальних характеристик двох- та багатополосних нелінійних елементів. Отримані результати забезпечують задану точність моделювання широкого класу електронних компонентів та пристроїв в режимах малих та великих сигналів.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Спектральний метод аналізу є найбільш поширеним методом дослідження властивостей лінійних і нелінійних систем з невідомою або частково невідомою структурою [1, 2]. Його ефективність багато в чому залежить від способу апроксимації характеристик нелінійних елементів, що утворюють модель об'єкту дослідження.

Об'єктами дослідження можуть служити як окремі компоненти, так і пристрої: параметричні, непараметричні і операційні підсилювачі, помножувачі частоти, амплітудні обмежувачі, керовані атенюатори, детектори, перетворювачі частоти, активні фільтри, компресори, експандери і конвертери різного роду сигналів.

Для моделювання режимів роботи таких пристроїв, застосовуються математичні моделі з використанням різноманітних функцій: полігональних [3], степеневих [3–4], експоненційних [5, 6], поліноміальних [1–4, 7–10], тригонометричних [1, 2, 11], гіперболічного тангенса [2, 3], помилки [12, 13], комбінованих [14, 15], трансцендентних [15], трансцендентних поліномів [16]. Перелічені функції дають можливість моделювати режими роботи нелінійних пристроїв із різною точністю, але не мають достатньої гнучкості для зміни своєї форми у відповідності до зміни поведінки їх системних функцій.

З метою узагальнення і уніфікації моделей функціональних пристроїв різного призначення в [17] була запропонована трансцендентна функція виду:

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

де x – аргумент; Y_0 , A , B , s , p – параметри, $B \neq 0$.

З [17] випливає, що функція (1) має наступні властивості:

- є лінійною для малого сигналу;
- асимптотично прямує до деякого регульованого рівня насичення;
- має зручну аналітичну форму для комп'ютерної реалізації;
- дозволяє змінювати крутизну нахилу лінійної ділянки функції і кривизну ділянки переходу від мало-сигнального режиму до режиму великого сигналу;
- забезпечує можливість переміщення графіка функції по напрямку кожної координатної вісі і проти вказаних напрямків;
- за допомогою варіації її параметрів забезпечує необхідну точність апроксимації у межах всієї області зміни аргументу.

Крім того, аналітична форма запропонованої функції дозволяє зміну її структури, варіацію полярності складових її частин, дає можливість використання комплексних і векторних параметрів і коефіцієнтів. Результати дослідження таких можливостей і практичне їх застосування є предметом подальших публікацій.

Для широкого застосування запропонованої функції необхідно розробити методику визначення її параметрів, яка забезпечує необхідну точність моделювання електронних компонентів і пристроїв. Рішенню сформульованої задачі і присвячена дійсна робота.

РІШЕННЯ

Відомо ряд підходів до вирішення задачі визначення параметрів математичної моделі електронних компонент або пристроїв. Найбільший практичний інтерес представляють ті з них, які базуються на методі «чорного ящика», тобто на вимірі системних функцій. При такому підході параметри математичної моделі визначають на основі результатів натурних експериментів. При цьому можливі два різних варіанта реалізації експерименту.

У першому варіанті застосовують метод прямих вимірів [1, 2], коли для визначення кожного парамет-

ра ставиться незалежний експеримент. Під час реалізації метода прямих вимірів виникають серйозні методологічні погрішності, обумовлені не узагальненістю експериментів по кожному з параметрів.

У другому – застосовуються методи апроксимації зовнішніх (вхідних, прохідних і вихідних) характеристик [2] по результатам єдиного комплексного експерименту, коли за допомогою обчислювальних алгоритмів і процедур всі параметри математичної моделі компонента або пристрою визначаються в єдиному циклі. При цьому вдається суттєво зменшити погрішність визначення параметрів моделі [1, 2, 18].

Сутність апроксимаційного підходу стосовно поставленої задачі полягає в реалізації алгоритму апроксимації експериментально знятої характеристики $Y(x)$ за допомогою аналітичної залежності $Y[s_{\overline{1,n}}, \mathbf{x}]$, де $s_{\overline{1,n}} = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$ – вектор параметрів, що визначаються. Як відомо [6, 19], поставлена задача може бути сформульована як задача мінімізації норми функціонала помилки апроксимації

$$\left\| \frac{Y[s_{\overline{1,n}}, \mathbf{x}] - Y[\mathbf{x}]}{Y_{\max}[\mathbf{x}]} \right\|_{\text{vars}_{\overline{1,n}}} = \min, \quad (2)$$

де $Y_{\max}[\mathbf{x}]$ – максимальне значення, яке відповідає області зміни аргументу таблично-заданої функції, при урахування додаткових умов:

1) нульового відхилення залежності (1) від експериментальної в точках з координатами $[\mathbf{x}_i, \mathbf{y}_i]$, число яких i_{\max} дорівнює числу параметрів. В цьому випадку параметри моделі визначаються з умови співпадання вказаних залежностей у цих точках, тобто

$$Y[s_{\overline{1,n}}, \mathbf{x}_i] - Y[\mathbf{x}_i] = 0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (3)$$

Такий метод апроксимації, як відомо [18], називають інтерполяцією;

2) нульової суми відносних відхилень при умові $k > n$ у k точках

$$\sum_{i=1}^k \left[\frac{Y[s_{\overline{1,n}}, \mathbf{x}_i] - Y[\mathbf{x}_i]}{Y_{\max}[\mathbf{x}_i]} \right] = 0, \quad (4)$$

де вектор параметрів $s_{\overline{1,n}} = \{s_1, s_2, \dots, s_n\}$ визначається на основі методу середніх [18];

3) середньоквадратичного критерію мінімізації функціонала (2)

$$\sum_{i=1}^k \left[\frac{Y[s_{\overline{1,n}}, \mathbf{x}_i] - Y[\mathbf{x}_i]}{Y_{\max}[\mathbf{x}_i]} \right]^2 \Big|_{\text{vars}_{\overline{1,n}}} = \min \quad (5)$$

на основі метода найменших квадратів [19];

4) критерію близькості Чебишева

$$\max \left\| \frac{Y[s_{\overline{1,n}}, \mathbf{x}_i] - Y[\mathbf{x}_i]}{Y_{\max}[\mathbf{x}_i]} \right\|_{\text{vars}_{\overline{1,n}}} = \min, \quad i = \overline{1, k}, \quad (6)$$

який мінімізує (2) за умови мінімізації максимальних відносних відхилень.

З (1) випливає, що Y_0 – значення функції при переході через нуль аргументу вольт-амперної або амплітудної характеристики (ВАХ або АХ, відповідно) нелінійного елемента, а константа A – рівень її насичення при $\mathbf{x} \rightarrow \infty$. Вказані значення легко визначаються експериментально [1, 2]. В подальшому вважаємо величини A і Y_0 – відомими.

При викладенні методики визначення параметрів функції (1) будемо вважати, що характеристики нелінійного елемента задані множиною пар значень експериментальної залежності $\{f(\mathbf{x}_i)\}$ і аргументу $\{\mathbf{x}_i\}$: $\mathbf{x} \in [a, b]$; $\mathbf{x}_i = \{\mathbf{x}_i, i = \overline{0, n-1}\}$, $a = \mathbf{x}_0 < \mathbf{x}_1 < \dots < \mathbf{x}_{n-1} = \mathbf{x}_{\max} = b$.

Для визначення параметрів функції (1): $\mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}$, функціонал помилки $E[Y(\mathbf{x}); \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}]$, що відповідає мінімальному значенню середньоквадратичного відхилення, запишемо у вигляді:

$$E[Y_N(\mathbf{x}); \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}] = \min_{\mathbf{x}, \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}} \sum_{i=0}^{n-1} [Y_N(\mathbf{x}_i, \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}) - f_N(\mathbf{x}_i)]^2, \quad (7)$$

де $Y_N(\mathbf{x}_i, \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s})$ і $f_N(\mathbf{x}_i)$ – нормовані значення аналітичної і таблично-заданої функції відносно значень $f_{\max}(\mathbf{x}_i)$.

Мінімізацію функціонала (7) можна здійснити за допомогою методів багатовимірної оптимізації [18, 19]. Однак вони не мають достатньої узагальненості, доволі складні і потребують суттєвих затрат машинного часу.

Вирішення задачі мінімізації функціонала помилки (7) в рамках поставленої задачі, пропонується розділити на два етапи.

На першому етапі мінімізуємо вклад, обумовлений даними експерименту – $\{f_N(\mathbf{x}_i), \mathbf{x}_i\}$. На другому – вирішимо саму задачу мінімізації функціонала помилки (7) з урахуванням аналітичної форми функції (1) і результатів, отриманих на попередньому етапі.

Мінімізація вкладу правої частини (7), обумовленого експериментальними даними виміру системних функцій нелінійного елемента, може бути здійснена різними способами [3–16]. Однак оптимальна стратегія мінімізації помилки цього вкладу лежить в основі методу з використанням поліномів Чебишева, який дозволяє:

– по-перше, реалізувати середнє квадратичне наближення функції у вигляді обмежених сум одного і того ж ряду, який швидко збігається;

– по-друге, при обраному порядку полінома забезпечує найбільшу точність, в порівнянні з тією, яку дає розкладення по іншим ультрасферичним поліномам [9, 10, 19].

При апроксимації поліномами Чебишева таблично-заданої функції використовується два підходи. Перший з них [10, 18], заснований на вирішенні задачі інтерполяції по рівновіддаленим точкам, має суттєвий недолік, обумовлений значним зростанням погрішності апроксимації поблизу границь інтервалу зміни аргументу.

При другому підході використовується метод інтерполяції таблично-заданої функції поліномами Чебишева по нерівновіддаленим точкам інтервалу $\mathbf{x} \in [\mathbf{a}, \mathbf{b}]$ [9, 19]. При цьому для зменшення погрішності на краях інтервалу множина $\{\mathbf{x}_j\}$ обирається таким чином, щоби крок інтерполяції зменшувався по краях інтервалу $[\mathbf{a}, \mathbf{b}]$.

Для формалізації алгоритму визначення параметрів функції (1) – B, p, s подамо її і таблично-задану системну функцію нелінійного елемента у вигляді функції $y = \mathbf{F}(\xi)$ безрозмірного аргументу $\xi_j = \frac{1}{2} \cdot \frac{(\mathbf{x}_i - \mathbf{x}_{0,j})}{\Delta \mathbf{x}_j}$,

$0 \leq \xi \leq 1$, де $\Delta \mathbf{x}_j$ – максимальне відхилення аргументу від значення $x_{0,j}$; $x_{0,j}$ – середнє значення аргументу j -го відрізка зміни аргументу, причому під j -м відрізком розуміють область $[\mathbf{x}_{\min j}; \mathbf{x}_{\max j}]$ з урахуванням нерівностей $\mathbf{x}_{\min j} < \mathbf{x}_{\min(j+1)}$; $\mathbf{x}_{\max j} < \mathbf{x}_{\max(j+1)}$.

Оскільки системні функції і характеристики реальних нелінійних компонентів є достатньо гладкими неперервними функціями, то характеристику $\mathbf{F}(\xi)$ можна представити у вигляді нескінченного ряду ортогональних поліномів Чебишева, який збігається у кожній точці $[\mathbf{a}; \mathbf{b}]$:

$$\mathbf{F}(\xi) = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{a}_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \mathbf{a}_k \cdot \mathbf{T}_k(\xi), \quad (8)$$

де $\mathbf{T}_k(\xi) = \cos[\mathbf{n} \cdot \arccos \xi]$ – поліном Чебишева 1-го роду.

Обмежуючись першими n членами розкладення (8), отримуємо наближення нелінійної характеристики $\mathbf{F}(\xi)$ досліджуваного об'єкту рядом

$$\mathbf{F}(\xi) = \sum_{k=0}^{n-1} \mathbf{a}_k \cdot \mathbf{T}_k(\xi) \quad (9)$$

з помилкою інтерполяції, яка визначається залишком

$$\Delta_n(\xi) = \sum_{k=n}^{\infty} \mathbf{a}_k \cdot \mathbf{T}_k(\xi). \quad (10)$$

На практиці помилку інтерполяції (10) звичайно оцінюють приблизною рівністю $\Delta_n(\xi) \cong \mathbf{a}_n \cdot \mathbf{T}_n(\xi)$. Якщо така оцінка збіжності ряду є прийнятною, то задача визначення коефіцієнтів \mathbf{a}_k розкладення зводиться до інтерполяції $\mathbf{F}(\xi)$ поліномом $(n-1)$ -го степеня. При цьому вузли інтерполяції обираються в нулях першого відкинутого полінома, тобто інтерполяція здійснюється по нерівновіддаленим точкам.

Вибір нерівновіддалених точок, згідно [9, 19], забезпечується переносом операції інтерполяції з площини на циліндр: на циліндрі вузли інтерполяції розташовані рівномірно, що найкращим чином задовольняє алгоритму тригонометричної інтерполяції.

Для безрозмірного аргументу ξ операція тригонометричної інтерполяції на циліндрі рівносильна розкладенню в ряд Фур'є парної функції $\mathbf{F}(\xi) = \mathbf{F}(\cos \alpha)$ на інтервалі $[-1, 1]$. При цьому коефіцієнти розкладення \mathbf{a}_k визначаються виразом:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_k &= \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{d=0}^{n-1} \mathbf{F}[\xi_d] \cdot \mathbf{T}[\xi_d] = \\ &= \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{d=0}^{n-1} \mathbf{F}[\xi_d] \cdot \cos \left[\frac{k \cdot \pi}{2n} \cdot (2d+1) \right], \quad (11) \end{aligned}$$

де $\mathbf{d} = \overline{0, (n-1)}$; $\xi_d = \cos \left[\frac{k \cdot \pi}{2n} \cdot (2d+1) \right]$ – точки інтерполяції; $\mathbf{F}(\xi_d)$ – значення таблично-заданої системної функції нелінійного елемента у точці ξ_d .

Згідно [19], при такому виборі точок інтерполяції коефіцієнти інтерполяційної формули визначаються значно простіше, ніж в інтерполяційній формулі Лагранжа або інтерполяційній формулі Ю. Б. Кобзарєва [10].

В матричній формі операцію інтерполяції по нерівновіддаленим точкам можна подати виразом

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_0 \\ \mathbf{a}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{a}_{n-1} \end{bmatrix} &= \frac{2}{\pi} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{0,0} & \mathbf{T}_{0,1} & \dots & \mathbf{T}_{0,(n-1)} \\ \mathbf{T}_{1,0} & \mathbf{T}_{1,1} & \dots & \mathbf{T}_{1,(n-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{T}_{(n-1),0} & \mathbf{T}_{(n-1),1} & \dots & \mathbf{T}_{(n-1),(n-1)} \end{bmatrix} \times \\ &\times \begin{bmatrix} \mathbf{F}(\xi_0) \\ \mathbf{F}(\xi_1) \\ \vdots \\ \mathbf{F}(\xi_{n-1}) \end{bmatrix}, \quad (12) \end{aligned}$$

або в скороченій формі запису $[\mathbf{a}] = \frac{2}{\pi} \cdot [\mathbf{T}] \cdot [\mathbf{F}(\xi)]$, де

$$\mathbf{T}_{k,d} = \cos \left[\frac{k \cdot \pi}{2n} \cdot (2d+1) \right].$$

Після обчислення коефіцієнтів \mathbf{a}_k ряду (12) приступаємо до другого етапу вирішення поставленої задачі – визначення параметрів функції (1), що залишились.

Для трьох точок інтерполяції, обраних за умови визначеності системи рівнянь відповідно трьом значенням нормованого аргументу o , можна записати векторне співвідношення для мінімізації функціонала помилки:

$$\vec{E}[Y(\xi_{j,i}); \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}] = \min_{\mathbf{x}, \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{S} \rightarrow \infty} \left| \begin{array}{l} \sum_{i=0}^{n-1} [Y(\xi_{0,i}, \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}) - f(\xi_{0,i})]^2 \\ \sum_{i=0}^{n-1} [Y(\xi_{1,i}, \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}) - f(\xi_{1,i})]^2 \\ \sum_{i=0}^{n-1} [Y(\xi_{2,i}, \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}) - f(\xi_{2,i})]^2 \end{array} \right|. \quad (13)$$

Із (13) умова мінімізації векторного функціонала помилки визначиться з рішення системи рівнянь:

$$Y(\xi_{j,i}, \mathbf{B}, \mathbf{p}, \mathbf{s}) = \frac{\mathbf{n}}{2 \cdot \Delta} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \mathbf{A}_{j,i} \cdot \mathbf{a}_i, \quad j = \overline{1, 3}, \quad (14)$$

де $\mathbf{A}_{j,i} = (-1)^{i+j} \cdot \beta_{j,i}$; Δ – визначник матриці $[\mathbf{T}]$; $\mathbf{A}_{j,i}$ – алгебраїчне доповнення елемента $\mathbf{T}_{j,i}$.

Враховуючи (1), система рівнянь (14) приймає вид:

$$\mathbf{Y}_0 + \mathbf{A} \cdot [1 + (\mathbf{B}/\xi_{j,i})^p]^{-1/s} = \frac{\mathbf{n}}{2 \cdot \Delta} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \mathbf{B}_{j,i} \cdot \mathbf{a}_i, \quad j = \overline{1, 3}. \quad (15)$$

Після нескладних перетворень (15) отримуємо:

$$\mathbf{s} \cdot \ln \alpha_{j,i} = \ln \left[1 + \left(\frac{\mathbf{B}}{\xi_{j,i}} \right)^p \right], \quad j = \overline{1, 3}, \quad (16)$$

де $\alpha_{j,i} = \frac{\mathbf{A}}{\lambda_{j,i} - \mathbf{Y}_0}$; $\lambda_{j,i} = \frac{\mathbf{n}}{2 \cdot \Delta} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \mathbf{A}_{j,i} \cdot \mathbf{a}_i$.

З першого рівняння (16) визначаємо параметр \mathbf{s} :

$$\mathbf{s} = \frac{1}{\ln \alpha_{0,1}} \ln \left[1 + \left(\frac{\mathbf{B}}{\xi_{0,1}} \right)^p \right]. \quad (17)$$

Використовуючи (17), виключаємо параметр \mathbf{s} з системи рівнянь (16):

$$\ln \alpha_{0,i} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{\mathbf{B}}{\xi_{j,i}} \right)^p \right] = \ln \alpha_{j,i} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{\mathbf{B}}{\xi_{0,i}} \right)^p \right], \quad j = \overline{1, 2}. \quad (18)$$

Оскільки $\xi_{j,i} > 0$, $i = \overline{1, n}$; $j = \overline{0, (n-3)}$ і $\mathbf{B} > 0$, то співвідношення $(\mathbf{B}/\mathbf{x}_s)^p > 0$ при довільному дійсному p . З урахуванням цього справедлива нерівність

$$[1 + (\mathbf{B}/\xi_{j,i})^p] = z > 0, \quad (19)$$

що дозволяє нам скористатись співвідношенням 1.512.2 [20]:

$$\ln z = 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2 \cdot k - 1)} \cdot \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^{(2k-1)}. \quad (20)$$

Підставляючи (20) в (18), для першого рівняння системи (18) отримуємо:

$$\begin{aligned} \ln \alpha_{0,i} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2 \cdot k - 1} \cdot \frac{(B/\xi_{1,i})^{p(2k-1)}}{[2 + (\mathbf{B}/\xi_{1,i})^p]^{(2k-1)}} = \\ = \ln \alpha_{1,i} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cdot \frac{(B/\xi_{0,i})^{p(2k-1)}}{[2 + (\mathbf{B}/\xi_{0,i})^p]^{(2k-1)}}. \end{aligned} \quad (21)$$

Рівність (21) справедлива при рівності членів ряду одного порядку для обох його частин. Для $k = 1$ отримуємо:

$$\ln \alpha_{0,i} \cdot \frac{(B/\xi_{1,i})^p}{2 + (\mathbf{B}/\xi_{1,i})^p} = \ln \alpha_{1,i} \cdot \frac{(B/\xi_{0,i})^p}{2 + (\mathbf{B}/\xi_{0,i})^p}. \quad (22)$$

Виконуючи необхідні перетворення в (22), визначаємо параметр \mathbf{B} :

$$\mathbf{B} = \left[2 \cdot \frac{\ln \alpha_{1,i} \cdot \xi_{1,i}^p - \ln \alpha_{0,i} \cdot \xi_{0,i}^p}{\ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})} \right]^{\frac{1}{p}}. \quad (23)$$

Для визначення параметру \mathbf{p} підставляємо (23) в останнє рівняння системи (18):

$$\begin{aligned} \ln \alpha_{2,i} \cdot \ln \left[1 + \frac{2 \cdot (\ln \alpha_{1,i} \cdot \xi_{1,i}^p - \ln \alpha_{0,i} \cdot \xi_{0,i}^p)}{\xi_{1,i}^p \ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})} \right] = \\ = \ln \alpha_{0,i} \cdot \ln \left[1 + \frac{2 \cdot (\ln \alpha_{1,i} \cdot \xi_{1,i}^p - \ln \alpha_{0,i} \cdot \xi_{0,i}^p)}{\xi_{2,i}^p \ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})} \right]. \end{aligned} \quad (24)$$

Враховуючи знак параметра \mathbf{B} і логарифма $\ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})$, можна показати, що вираз в квадратних дужках правої і лівої частин (16) також задовольняє умові (19). Тому, скориставшись (20) для розкладення в ряд $\ln(\circ)$ правої і лівої частин (24), отримуємо:

$$\begin{aligned} \ln \alpha_{2,i} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \frac{\left[\frac{\ln \alpha_{1,i} \cdot \xi_{1,i}^p - \ln \alpha_{0,i} \cdot \xi_{0,i}^p}{\xi_{0,i}^p \cdot \ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})} \right]^k}{1 + \frac{\ln \alpha_{1,i} \cdot \xi_{1,i}^p - \ln \alpha_{0,i} \cdot \xi_{0,i}^p}{\xi_{0,i}^p \cdot \ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})}} &= \\ = \ln \alpha_{0,i} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \frac{\left[\frac{\ln \alpha_{1,i} \cdot \xi_{1,i}^p - \ln \alpha_{0,i} \cdot \xi_{0,i}^p}{\xi_{2,i}^p \cdot \ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})} \right]^k}{1 + \frac{\ln \alpha_{1,i} \cdot \xi_{1,i}^p - \ln \alpha_{0,i} \cdot \xi_{0,i}^p}{\xi_{2,i}^p \cdot \ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})}} & \quad (25) \end{aligned}$$

Вираз (25) є справедливим при рівності членів ряду одного порядку для обох його частин. Обираючи $k = 1$ і виконуючи необхідні перетворення, отримуємо кінцеве рівняння для визначення останнього параметра функції (1) – p :

$$\xi_{0,i}^p \cdot \ln \xi_{0,i} \cdot \ln(\alpha_{1,i}/\alpha_{2,i}) + \xi_{1,i}^p \cdot \ln \xi_{1,i} \cdot \ln(\alpha_{2,i}/\alpha_{0,i}) + \xi_{2,i}^p \cdot \ln \xi_{2,i} \cdot \ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i}) = 0. \quad (26)$$

Даний вираз є справедливим для всіх наборів трьох точок з координатами $\{\xi_{j,i}; \mathbf{Y}_{N,i}\}$, $\xi_{j,(i-1)} < \xi_{j,i} < \xi_{j,(i+1)}$, $j = 0, (n-3)$, що розташовані на графіку функції (1) і мають координати $(\mathbf{x}_i, \mathbf{Y}_i)$.

Для спрощення алгоритму і зменшення помилки визначення параметра p доцільно скористатись нормалізованою шкалою значень аргументу відносно значень $-\xi_{0,j}$, відповідного середині j -го відрізка його змін. Найбільш підходящою для цього є шкала натуральних логарифмів.

Зафіксуємо поточне середнє значення обраного j -го відрізка зміни аргументу $\xi_{01,i} = \xi_{1,i}$ і в якості нормованих значень аргументу обираємо три послідовних степеня e , наприклад:

$$\xi_{0,iN} = e^{-1}, \quad \xi_{0,iN} = e^0 = 1, \quad \xi_{2,iN} = e.$$

Після підстановки цих значень в (26) і виконання необхідних перетворень отримуємо вираз для розрахунку j -го значення параметру p_j :

$$p_j = 0,5 \cdot \exp[\ln(\alpha_{1,i}/\alpha_{2,i})/\ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})]. \quad (27)$$

Використовуючи (27), розраховуємо масив значень $\{p_j\}$ для всіх значень індексу j .

Кінцеве значення параметра p визначається по методу середніх [18]:

$$p_{cp} = \frac{1}{2 \cdot (n-3)} \cdot \sum_{k=0}^{n-3} \exp[\ln(\alpha_{1,i}/\alpha_{2,i})/\ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})]. \quad (28)$$

Після визначення усередненого параметра p_{cp} розрахунок величин B і s здійснюється зворотним порядком у відповідності до формул (23) і (17).

Можливі і інші варіанти вибору трьох послідовних точок таблично-заданої функції з координатами $\{\xi_{j,i}; \mathbf{Y}_{N,i}\}$, $\xi_{j,(i-1)} < \xi_{j,i} < \xi_{j,(i+1)}$, $j = 0, (n-3)$. Однак при цьому слід враховувати, що вибір інтервалу між двома сусідніми нормованими значеннями $\xi_{j,i}$ і $\xi_{j,(i+1)}$ необхідно здійснювати таким чином, щоб степінь експоненти в результуючому рівнянні (26) не перевищувала 4, оскільки це суттєво ускладнює алгоритм визначення параметра p . Покажемо це на прикладі наступного варіанта вибору трьох послідовних нормованих значень аргументу $\xi_{j,i}$:

$$\xi_{0,iN} = e^{-1}, \quad \xi_{1,iN} = e, \quad \xi_{2,iN} = e^2.$$

Після їх підстановки в (26) і необхідних перетворень отримуємо рівняння:

$$z^3 + a \cdot z^2 + c = 0, \quad (29)$$

де $z = e^p$,

$$a = 0,5 \cdot \frac{\ln(\alpha_{2,i}/\alpha_{0,i})}{\ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})};$$

$$c = -\frac{\ln(\alpha_{1,i}/\alpha_{2,i})}{2 \cdot \ln(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})}.$$

Підстановкою $z = y - a/3$ рівняння (29) приводиться до «неповного» вигляду

$$y^3 + p \cdot y + q = 0, \quad (30)$$

$$\text{де } p = -\frac{a^2}{3} = -\frac{\ln^2(\alpha_{2,i}/\alpha_{0,i})}{12 \cdot \ln^2(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})},$$

$$q = 2 \cdot \left(\frac{a}{3}\right)^3 + c =$$

$$= \frac{\ln^3(\alpha_{2,i}/\alpha_{0,i}) - 54 \cdot \ln^2(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i}) \cdot \ln(\alpha_{1,i}/\alpha_{2,i})}{108 \cdot \ln^3(\alpha_{0,i}/\alpha_{1,i})}.$$

Згідно [21], рівняння (27) може мати три варіанта рішення в залежності від знака і величини $D = \left(\frac{p}{3}\right)^3 + \left(\frac{q}{3}\right)^2$, де $p = -\frac{a^2}{3}$; $q = 2 \cdot \left(\frac{a}{3}\right)^3 + c$. В залежності від значень коефіцієнтів p і q величина D може приймати позитивне, нульове або від'ємне значення. При цьому рівняння (30) буде мати або один дійсний корінь і два комплексно спряжених кореня, або три

дійсних кореня, по крайній мірі, два з яких рівні, або три різних дійсних кореня [21].

Дослідження можливих рішень і кінцевий вибір дійсного кореня рівняння (30) має зиск лише для конкретного варіанта таблично-заданої функції. Однак приведений варіант вибору точок нормованого значення аргументу показує, що алгоритм визначення параметра p при збільшенні степеня рівняння (26) може не виправдано і суттєво ускладнитись.

На основі запропонованого методу розроблена програма розрахунку параметрів моделей кількох електронних компонентів і пристроїв з використанням функції (1) на C++. Результати її застосування на прикладах моделювання характеристик ряду електронних пристроїв наведені в наступному розділі.

МОДЕЛЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРОННИХ КОМПОНЕНТІВ

В якості першого прикладу розглянемо задачу визначення параметрів функції (1) при моделюванні фазоамплітудних характеристик (ФАХ) регенеративного двочастотного параметричного підсилювача (РДПП), нелінійна модель якого [23, 24] наведена на рисунку 1.

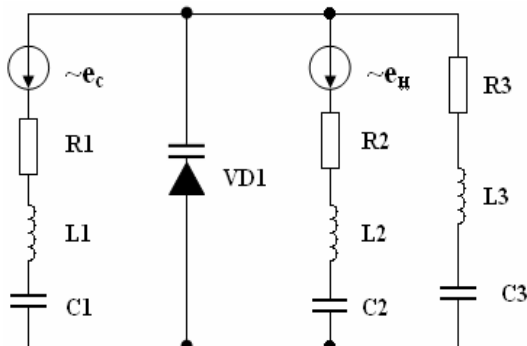


Рисунок 1 – Еквівалентна схема РДПП:

e_c, e_n – напруги сигнальної частоти і частоти накачки; R_i, C_i, L_i – елементи контурів частот сигналу, накачки і навантаження, відповідно, $i = \overline{1,3}$

В [22] відмічається, що приблизний вираз ФАХ РДПП дозволяє розраховувати з невеликою погрешністю амплітудно-залежні фазові зсуви, які не перевищують 25–30 градусів. Однак розрахунок самих ФАХ в кожному випадку являє собою послідовність громіздких операцій, які займають значний час, тоді як на практиці необхідна швидка оцінка фазоамплітудних спотворень, що очікуються при роботі РДПП в заданому режимі.

Використання номограм при розрахунку ФАХ, згідно [22], в більш широкому діапазоні вимірів ам-

плітудно-залежних зсувів робить процес пошуку необхідного рішення або неефективним, або неможливим.

В поданій роботі розрахунок ФАХ РДПП здійснювався на основі аналітичної функції (1) і запропонованого методу визначення її параметрів. На рисунку 2 приведені експериментальні (суцільні лінії) і апроксимаційні (із заданою погрешністю 1,5 %-точкові) на основі функції (1) графіки ФАХ РДПП з p - n переходом, який відкривається, при слабкому зв'язку між коливальними контурами, що відповідає умові: $C_0 \gg [C_i]$, де C_0 – значення ємності p - n переходу, яка відповідає робочій точці по сталому струму.

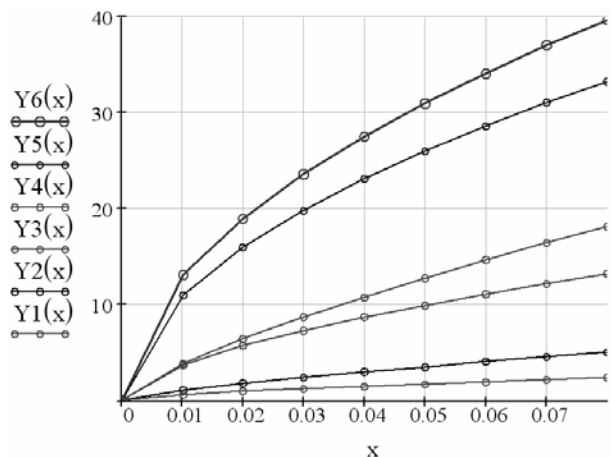


Рисунок 2 – Сімейство ФАХ РДПУ p - n переходом, що відкривається

Параметри функцій апроксимації $Y_1(x) - Y_6(x)$ отриманих на основі аналітичної функції (1), визначені за допомогою запропонованого методу і мають наступні значення: $A_1 = 27, p_1 = 2, s_1 = 3, B_1 = 3$; $A_2 = 32, p_2 = 2,2, s_2 = 3, B_2 = 1$; $p_3 = 3, s_3 = 5, B_3 = 10$; $A_4 = 262, p_4 = 1,5, s_4 = 2, B_4 = 2,8$; $A_5 = 130, p_5 = 1,5, s_5 = 2,8, b_5 = 1$; $A_6 = 155, p_6 = 1,5, s_6 = 2,8, B_6 = 1$.

Порівнюючи дані роботи [23] (рис. 11.21, с. 193) із характеристиками, що приведені на рисунку 2, можна зробити висновок, що адаптивні властивості функції (1) дозволяють моделювати зміни форми ФАХ, не змінюючи математичної форми її опису.

В якості другого прикладу розглянемо сімейство експериментальних і апроксимованих ВАХ сучасного потужного польового транзистора із статичною індукцією (СІТ) [25] КП 938, наведених на рисунку 3.

Для апроксимації ВАХ СІТ в наведеній роботі пропонується використати вираз

$$Y = Y_0 \cdot x + A \cdot [1 + (B/x)^p]^{-1/S}, \quad (31)$$

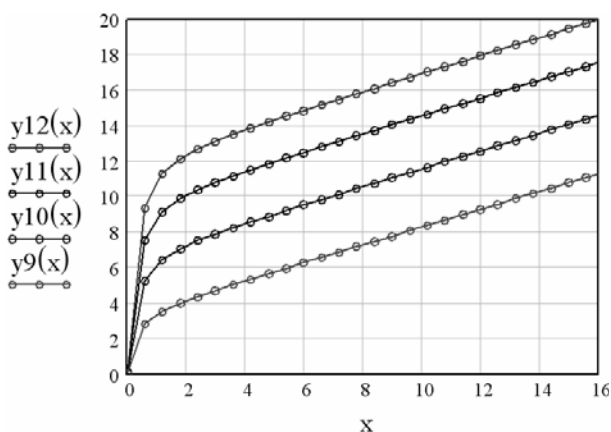


Рисунок 3 – Вихідні ВАХ СІТ КП 938

що складається з двох частин. Параметри функції (32) на основі експериментальних даних [25] визначені за допомогою запропонованого методу із заданою погрешністю 0,8 % і мають наступні значення: $\mathbf{B} = 0,5$, $\mathbf{p} = 1,51$, $\mathbf{s} = 2$, $\mathbf{A} = 3,3; 6,6; 9,6, 12$.

Порівняння експериментальних [25] (суцільні криві) і апроксимованих ВАХ (точкові криві) по всій області зміни аргументу підтверджує високу точність моделювання.

В якості останнього прикладу використаємо посилання на результати [17] застосування розробленого методу при моделювання G – функції узагальненого нелінійного підсилювального каскаду, де апроксимація G – функції здійснювалась чотирма різними методами: складною логарифмічною функцією – $y2(x)$; алгебраїчною сумою експонент – $y3(x)$; експоненційним біномом – $y5(x)$ і трансцендентною функцією (1). Параметри функції (1) визначались на основі експериментальних даних відрізка зміни нормованого аргументу $[-2; 16]$ і мають наступні значення (графік $y4$ [17]): $Y_0 = 0,1$; $A = 2,1$; $B = 18$; $x_0 = 1,9$; $p = 2,3$; $s = 3$. При цьому величини параметрів визначались на основі критерію (6) мінімуму функціонала помилки і методу середніх при заданій погрешності 0,3 %.

ВИСНОВКИ

Запропоновано метод визначення параметрів аналітичної трансцендентної функції для моделювання характеристик дво- і багатополосних нелінійних елементів. Застосування даного методу і функції дозволяють:

а) уніфікувати форму математичних моделей різноманітних функціональних пристроїв, що працюють в широкому динамічному діапазоні;

б) здійснювати кількісне і якісне порівняння характеристик пристроїв, що проектується, належать од-

нойменному класу і призначені для реалізації заданої функції перетворення вхідного сигналу, з метою виявлення оптимального схемотехнічного рішення на основі обраних критеріїв;

в) моделювати режими, як окремих компонентів, так і широкого класу електронних пристроїв: підсилювачів, помножувачів частоти, амплітудних обмежувачів, керованих атенуаторів, детекторів, перемножувачів, активних фільтрів, перетворювачів частоти, компресорів, експандерів і конвертерів різного роду сигналів;

г) розробити бібліотеку адаптивних моделей дво- і багатополосних нелінійних елементів і на цій основі підвищити точність моделювання електронних компонентів і вузлів схем;

д) використати розроблені моделі в сучасних програмах машинного аналізу електронних схем і системах символічної математики.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Носов Ю. Р., Петросянц К. О., Шилин В. А. Математические модели элементов интегральной электроники. – М.: Сов. радио, 1976. – 304 с.
2. Чахмахсазян Е. А., Мозговой Г. П., Силин В. Д. Математическое моделирование и макро моделирование биполярных элементов электронных схем. М.: «Радио и связь», 1985. – 144 с.: ил.
3. Бруевич А. Н., Евтянов С. И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. – М.: «Советское радио», 1965. – 248 с.
4. J. G. Laming and R. H. Battin, Random processes in Automatic Control. McGraw-Hill: 1956. – 171 p.
5. Хазанкина Н. П. Аппроксимация статических ВАХ нелинейных компонент электрических цепей. Теоретическая электротехника, Республиканский межвузовский научно-технический сб., 1966, вып. 2, с. 133–166.
6. Бобин В. В., Романов В. В. Использование чебышевского критерия в задачах автоматизированного схематехнического проектирования. – Автоматизация проектирования в электронике. – 1980, вып. 21, с. 11–17.
7. Савин С. К. Об аппроксимации характеристик нелинейных элементов с помощью степенных полиномов. Радиотехника, 1969, Т. 24, № 3, с. 46–53.
8. Волков И. С., Соловьев И. Д. Аппроксимация характеристик нелинейных элементов рядом Эдварта. Радиотехника, 1971, Т. 26, № 12, с. 56–64.
9. Сохина А. Н. О полиномиальной аппроксимации характеристик нелинейных элементов. Теоретическая электротехника, 1974, № 11, с. 48–51.
10. Кобзарев Ю. Б. О представлении характеристики лампы степенным рядом. ЖТФ, т. III, № 6, 1933, с. 24–28.
11. Van Vleck J. H. and Middleton D., «The spectrum of clipped noise», Proc. IEEE, Jan. 1966, pp. 2 – 19.
12. Baum R. F. «The correlation function of smoothly limited Gaussian noise», IRE Trans. Inform. Theory, vol. 1T-3, September, 1957, pp. 193 – 197.
13. Galejs J. «Signal-to-noise ratios in smooth limiters», IRE Trans Inform. Theory, vol. 1T-5, June 1959, pp. 79–85.
14. Бобков А. М., Яковлев Н. Н. Аппроксимация характеристики нелинейного безынерционного элемента. «Радиотехника», 1986, № 5, с. 25–26.
15. Малышев И. В. Аппроксимация статических выходных характеристик активных трехэлектродных приборов, работающих в нелинейном режиме. «Радиотехника», 1987, № 8, с. 84–85.
16. 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.

17. Гулин С. П. Анализ спектра отклика нелинейности, представленной аналитической трансцендентной функцией, на многочастотное воздействие большой нормы. *Радиоелектроніка. Інформатика. Управління, Запоріжжя, ЗНТУ*, 2004, № 1(11)', 2004, с. 21–28.
18. Демидович Б. П., Марон И. А., Шувалова Э. З. Численные методы анализа. – М.: Наука, 1967. – 368 с.
19. Ланцош К. Практические методы прикладного анализа. – М.: Физматгиз, 1961. – 328 с.
20. Градштейн И. С. и Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Наука, 1971. – 1108 с.
21. Корн Г. и Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: «Наука», 1978. – 832 с.: ил.
22. Амплитудно-фазовая конверсия. / Под ред. Крылова Г. М. – М.: Связь, 1979. – 256 с.
23. Манохин В. М., Струков И. А., Эткин В. С. Исследование насыщения регенеративного полупроводникового параметрического усилителя в токовом режиме. – *Радиотехника и электроника*. 1970, № 15, с. 1068–1076.
24. Левков Б. Ю. Удвоитель частоты на варакторе с произвольной вольт-кулоновой характеристикой и открывающимся p - n -переходом. – *Труды НИИР*. – М., 1972, № 2, с. 95–100.

25. Каталог по применению полевых транзисторов. Под ред. Н. М. Тугова и С. Д. Федорова. – Донецк: «Синапс», 1992. – 150 с.

Надійшла 2.09.04

Після доробки 11.04.05

Предложен метод определения параметров адаптивной модели, представленной аналитической трансцендентной функцией, на основе экспериментальных характеристик двух- и многополюсных нелинейных элементов. Полученные результаты обеспечивают заданную точность моделирования широкого класса электронных компонентов и устройств в режимах малых и больших сигналов.

The method for determining of the parameters of the adaptive model, which presentation of the analytic transcendental function, on the base experimental nonlinear two- and multiports component behavior is proposed. The results, which was received, are permitting to modeling of wiled class of the arrangements in the regimes of the small and large signals.

УДК 621.372.852.001.11

Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов, А. Ю. Фарафонов

НАЗНАЧЕНИЕ ДОПУСКОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ С ОТВЕРСТИЯМИ В ЭКРАНИРУЮЩЕМ СЛОЕ

Проведено исследование влияния допусков на параметры микрополосковых полосовых фильтров на связанных линиях с отверстиями в экранирующем слое, обеспечивающими выравнивание постоянных распространения четной и нечетной волн. Выполнен анализ в квазистатическом приближении топологии связанных линий с учетом отверстий в экранирующем слое. Осуществлен синтез фильтров на основе прототипов нижних частот. Показаны преимущества рассмотренной конструкции фильтра в сравнении с классической топологией на связанных линиях без отверстий в экранирующем слое.

ВВЕДЕНИЕ

Фильтры СВЧ на основе микрополосковых линий передачи находят широкое применение в системах радиолокации, радионавигации и телекоммуникации благодаря простоте конструкции, малым габаритам и массе, высокой надежности и низкой себестоимости. Однако микрополосковым фильтрам СВЧ характерна высокая сложность расчета и жесткие требования к точности изготовления при их массовом производстве. Поэтому актуальной и важной проблемой является определение допусков при проектировании микрополосковых фильтров и выбор оптимальных конструк-

ций фильтров, сочетающих простоту и технологичность реализации с высокой повторяемостью характеристик.

Вопросы снижения требований к точности изготовления и подавления паразитных полос пропускания в микрополосковых фильтрах, а также упрощения процедур их синтеза привели к большому количеству публикаций и появлению новых топологий микрополосковых частотно-избирательных устройств [1–5]. Наиболее удачным решением по критерию простоты реализации топологии и номинальных размеров, применительно к микрополосковым полоснопропускающим фильтрам (ППФ), представляется конструкция фильтров, описанная в [1]. В этой конструкции в качестве звеньев фильтров использованы отрезки одинаковых связанных микрополосковых линий с отверстиями в экранирующем слое для выравнивания постоянных распространения четной и нечетной волн. Анализ данной конструкции фильтров показал существенное улучшение их электрических характеристик [1]. Однако вопросы технологичности изготовления рассмотренной конструкции не исследовались.

Целью настоящей работы является исследование влияния допусков, устанавливаемых для геометрических размеров топологии, на электрические характеристики двух типов фильтров: фильтра на одинаковых связанных микрополосковых линиях с отверстиями в экранирующем слое и фильтра с классической топологией на одинаковых связанных микрополосковых линиях. Для определения гарантированных допусков применены интервальные модели, которые просты в использовании и имеют достаточную для инженерных расчетов точность [6].

1 МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ ПО ИХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИМ РАЗМЕРАМ

При создании микрополосковых ППФ широкое распространение получила представленная на рис. 1 топология фильтров на одинаковых связанных линиях в виде полуволновых резонаторов, называемая в дальнейшем классической.

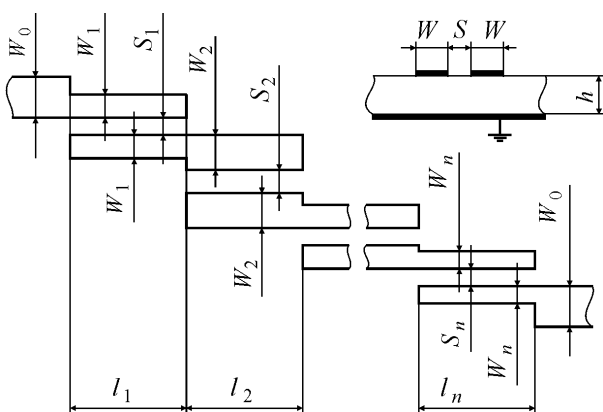


Рисунок 1 – Классическая топология фильтра на связанных линиях:

W_i – ширины связанных линий фильтра; S_i – зазоры между связанными линиями; l_i – длины звеньев фильтра; h – толщина диэлектрической подложки

Модифицированная топология микрополосковых ППФ на связанных линиях с отверстиями в экранирующем слое изображена на рис. 2. Эта конструкция позволяет выровнять эффективные диэлектрические проницаемости четной $\epsilon_{эф\text{оч}}$ и нечетной $\epsilon_{эф\text{он}}$ волн в линиях, и подавить паразитную полосу пропускания фильтров на частоте $2f_0$ (f_0 – центральная частота полосы пропускания фильтра).

Исходными параметрами для расчета топологии фильтров на связанных линиях являются: $\epsilon_{эф\text{оч}}$, $\epsilon_{эф\text{он}}$ – эффективные диэлектрические проницаемости для чет-

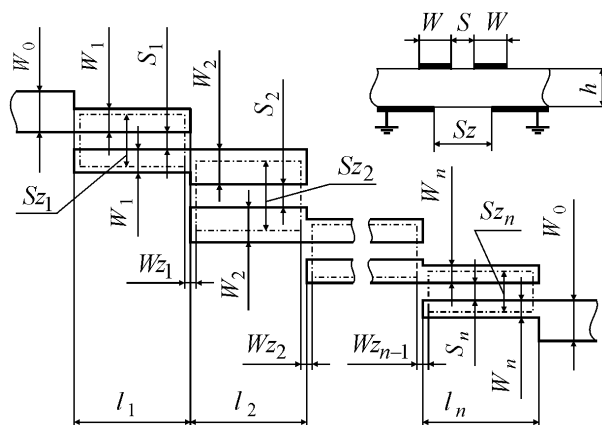


Рисунок 2 – Топология фильтра на связанных линиях с отверстиями в экранирующем слое:

S_{z_i} – ширина отверстия в экране; W_{z_i} – ширина металлизированных участков между соседними отверстиями

ного и нечетного типов волн; $Z_{оч}$, $Z_{он}$ – волновые сопротивления для четного и нечетного типов волн для каждого звена фильтра. В квазистатическом приближении эти параметры могут быть определены по результатам расчета матриц собственных и взаимных емкостей, составленных для исследуемых конструкций микрополосковых связанных линий [7].

Расчет собственных и взаимных емкостей многопроводной связанной микрополосковой линии сопряжен с нахождением распределений поверхностных зарядов на проводниках исследуемых структур [7]. Эти распределения могут быть найдены по известной функции Грина структуры исследуемой линии в результате решения интегрального уравнения электростатики:

$$\left. \begin{aligned} \varphi(r_p) &= \int_{S_n} G(r_p, r_q) \cdot \sigma(r_q) ds_q, \\ \varphi(r_p) &= U_n \text{ на } S_n. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь $\sigma(r_q)$ – распределение плотности заряда на поверхности S_n проводников с заданным значением потенциала U_n ; $G(r_p, r_q)$ – функция Грина краевой задачи.

Для моделирования функций Грина конструкций линий, представленных на рис. 1, 2, составлены две рекуррентные формулы [8]:

$$G_{11}(mh) = \frac{1-\Gamma}{2\epsilon_0} [fik(mh) + \Gamma \cdot fik(mh + 2h)] + \Gamma^2 \cdot G_{11}(mh + 2h) \quad (2)$$

– для точки источника и точки наблюдения, лежащих в одной плоскости на поверхности диэлектрического слоя;

$$G_{12}(mh) = \frac{1-\Gamma^2}{2\varepsilon_0} \text{fik}(mh+h) + \Gamma^2 \cdot G_{12}(mh+2h) \quad (3)$$

– для точки источника и точки наблюдения, лежащих на разных поверхностях диэлектрического слоя.

Здесь

$$\begin{aligned} \text{fik}(mh) = & (y_i - y_{k_1}) \ln[(y_i - y_{k_1})^2 + (mh)^2] - \\ & - (y_i - y_{k_2}) \ln[(y_i - y_{k_2})^2 + (mh)^2] + \\ & + 2mh \left(\arctg \frac{y_i - y_{k_1}}{mh} - \arctg \frac{y_i - y_{k_2}}{mh} \right) - 2(y_{k_2} - y_{k_1}), \end{aligned}$$

$\Gamma = \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}$, ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки линий.

Решение интегрального уравнения (1) осуществлено методом моментов с использованием кусочно-постоянных базисных функций и дельта-функций в качестве весовых. Емкость проводников определяется по известной формуле:

$$C_i = \frac{q_i}{U_i}, \quad (4)$$

где U_i – потенциал, q_i – заряд i -го проводника.

Эффективные диэлектрические проницаемости собственных волн в связанных линиях вычисляются из уравнения [7]:

$$\det[\varepsilon_{\text{эф}}(0)E - QQ_0^{-1}] = 0. \quad (5)$$

Здесь $Q = C \cdot \varphi$, $Q_0 = C_0 \cdot \varphi$ – матрицы, составленные из погонных зарядов проводников; $\varphi = E$ – единичная матрица, задающая распределение потенциалов на проводниках, индекс 0 соответствует результатам расчета при воздушном заполнении линии.

Структура на рис. 2 рассчитывалась как четырехпроводная линия, которая затем преобразовывалась в двухпроводную путем заземления двух нижних проводников. Матрица емкостей в (5), приобретала при этом следующий вид:

$$[C] = \begin{bmatrix} C_{11} + C_{13} + C_{14} & C_{12} \\ C_{12} & C_{11} + C_{13} + C_{14} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{C}_{11} & C_{12} \\ C_{12} & \hat{C}_{11} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где C_{11} – собственная емкость микрополосковой линии, C_{12} – взаимная емкость между микрополосковыми связанными линиями, C_{13} , C_{14} – взаимные емкости между полубесконечными экранами, разделенными щелью.

На основании (5), (6) формулы для искоемых параметров приобретают следующий вид:

$$\varepsilon_{\text{эф}oe} = \frac{\hat{C}_{11} + C_{12}}{C_{11_0} + C_{12_0}}, \quad \varepsilon_{\text{эф}oo} = \frac{\hat{C}_{11} - C_{12}}{C_{11_0} - C_{12_0}}, \quad (7)$$

$$\begin{aligned} Z_{oe} &= \frac{1}{c \sqrt{(\hat{C}_{11} + C_{12})(C_{11_0} + C_{12_0})}}, \\ Z_{oo} &= \frac{1}{c \sqrt{(\hat{C}_{11} - C_{12})(C_{11_0} - C_{12_0})}}, \end{aligned} \quad (8)$$

где c – скорость света в свободном пространстве.

Аналогично вычисляются параметры связанных линий фильтра, представленного на рис. 1, 2.

2 МЕТОДИКА СИНТЕЗА ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ

При проектировании ППФ на связанных линиях с использованием метода синтеза на основе фильтров-прототипов нижних частот (НЧ) необходимо определить количество звеньев фильтра n и параметры элементов схемы замещения фильтра g_i . Далее определяются волновые сопротивления четной Z_{oe} и нечетной Z_{oo} волн для каждого звена фильтра. На основе синтезированных волновых сопротивлений рассчитываются геометрические размеры топологии фильтра.

Количество элементов фильтра прототипа НЧ определяется видом и параметрами частотной характеристики проектируемого фильтра. При этом необходимо учитывать, что число каскадно-включенных звеньев фильтра на связанных линиях на 1 больше числа элементов фильтра-прототипа [9].

Параметры g_i для средних элементов фильтра-прототипа определяются по методике, изложенной в [10], а для крайних элементов определяются при помощи соотношений [9]:

$$g_0 = \frac{\pi}{\omega'_n} \cdot \left(\frac{f_n - f_{-n}}{f_n + f_{-n}} \right), \quad (9)$$

$$g_{n+1} = \frac{\pi}{r \cdot \omega'_n} \cdot \left(\frac{f_n - f_{-n}}{f_n + f_{-n}} \right), \quad (10)$$

где ω'_n – приведенная граничная частота фильтра нижних частот; f_n , f_{-n} – граничные частоты, определенные по уровню рабочего затухания, для верхней и нижней границы полосы пропускания фильтра; n – число элементов фильтра-прототипа нижних частот; r – величина нагрузочного сопротивления [10].

При синтезе с помощью фильтров-прототипов НЧ осуществляется переход от одиночного звена фильтра на связанных линиях к четырехполюснику, содержащему два отрезка линии передачи и инвертор импедан-

са. Далее осуществляется переход к фильтру-прототипу НЧ, основанный на системе уравнений, выражающих зависимость волновых сопротивлений звеньев фильтра на связанных линиях для четного и нечетного видов возбуждения от параметров g_i фильтра-прототипа НЧ [9].

Волновые сопротивления звеньев фильтра на связанных линиях для четного и нечетного видов возбуждения находятся по формулам [9]:

$$Z_{\frac{oo}{oo_i}} = Z \cdot \left[1 \pm \frac{Z}{k_{i-1,i}} + \left(\frac{Z}{k_{i-1,i}} \right)^2 \right], \quad (11)$$

где $k_{i-1,i} = \frac{Z}{\omega'_{\pi} \cdot \left(\frac{f_{\pi} - f_{-\pi}}{f_{\pi} + f_{-\pi}} \right) \cdot \sqrt{g_{i-1} \cdot g_i}}$, Z_0 – волновое со-

противление подводящих линий передачи, $i = 1 \dots n+1$ – число звеньев фильтра на связанных линиях.

Ширина токонесущего проводника подводящих микрополосковых линий W_0 определяется по заданному волновому сопротивлению линий Z_0 .

Длины звеньев фильтра вычисляются из соотношения [9]:

$$l_i = \frac{\lambda}{4 \cdot \sqrt{\epsilon_{эф_i}}}, \quad (12)$$

где λ_0 – длина волны в свободном пространстве, соответствующая центральной частоте полосы пропускания фильтра; $\epsilon_{эф_i}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость подводящей микрополосковой линии i -го звена фильтра.

Эффективная диэлектрическая проницаемость для звена фильтра определяется соотношением:

$$\epsilon_{эф_i} = \frac{\epsilon_{эф_{oo}} + \epsilon_{эф_{oo_i}}}{2}. \quad (13)$$

3 ИССЛЕДОВАНИЕ ДОПУСКОВ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИИ

При анализе допусков элементов конструкции фильтра на связанных линиях необходимо определить

функцию вносимого затухания фильтра в зависимости от частоты. Звенья фильтра на связанных линиях разомкнутых на концах могут быть представлены в виде четырехполюсников, а частотная характеристика фильтра получена перемножением классических матриц передачи отдельных звеньев и описана выражением:

$$a(f) = 20 \cdot \log \frac{1}{2} \cdot \left(A_{11} + \frac{A_{12}}{Z} + A_{21} \cdot Z + A_{22} \right), \quad (14)$$

где $A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}$ – коэффициенты результирующей матрицы передачи фильтра.

Непосредственное использование выражение (14) для синтеза допусков связано с большим объемом вычислений. Повысить эффективность расчетов и обеспечить достаточную точность позволяют интервальные модели [6], которые учитывают нелинейную зависимость затухания фильтра от параметров конструкции и взаимную компенсацию отклонений.

Для создания упрощенных линейных интервальных моделей использована внутренняя и внешняя интерполяция [6]. Синтез допусков произведен на верхней границе полосы пропускания фильтра.

Исследование допусков выполнено на примере микрополоскового ППФ с частотной характеристикой Чебышевского типа и следующими параметрами:

– граничные частоты полосы пропускания фильтра $f_{-\pi} = 1700$ МГц, $f_{\pi} = 2300$ МГц по уровню вносимого затухания $a_{\pi} = 0,1$ дБ;

– граничные частоты полос заграждения $f_{-3} = 155$ МГц, $f_{+3} = 3845$ МГц по уровню затухания $a_3 \geq 10$ дБ;

– волновое сопротивление подводящих линий передачи $Z_0 = 50$ Ом.

Заданным исходным данным соответствует фильтр из трех звеньев связанных микрополосковых линий ($n = 3$). Он реализован на подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10$ и толщиной $h = 0,635$ мм. Толщина металлизации в расчетах не учитывалась.

В таблице 1 приведены результаты расчета номинальных размеров элементов фильтров, реализуемых с использованием классической топологии и на основе топологии с отверстиями в экранирующем слое.

Таблица 1 – Номинальные размеры участков фильтра

| Звенья фильтра | Волновые сопротивления, Ом | Классическая топология. Размеры, мм: | | | Топология с отверстиями в экранирующем слое. Размеры, мм: | | | |
|----------------|----------------------------|--------------------------------------|---------|----------|---|-------|--------|-----------|
| | | W_i | S_i | l_i | W_i | S_i | Sz_i | l_i |
| Подвод. линии | $Z_0 = 50$ | 0,6158 | – | – | 0,6158 | – | – | – |
| 1, 3 | $Z_{oe} = 115,329531$ | 0,18706 | 0,07947 | 15,00431 | 0,359 | 0,145 | 1,29 | 15,935671 |
| | $Z_{oo} = 40,56613$ | | | | | | | |
| 2 | $Z_{oe} = 103,710392$ | 0,24273 | 0,08744 | 14,87396 | 0,505 | 0,225 | 1,53 | 16,066042 |
| | $Z_{oo} = 38,636162$ | | | | | | | |

Интервальная модель для расчета допусков, в связи с возникающими искажениями вида выходной функции фильтра при назначении отклонений на параметры фильтра с использованием внешней интерполяции, построена на основе данных внутренней интерполяции. Начальные отклонения размеров конструкции фильтра и диэлектрической проницаемости материала подложки приняты равными $\delta_i = \pm 2\%$. Отклонения функции затухания определялись на частоте 2500 МГц. Для определения коэффициентов интервальной модели и допустимых отклонений параметров конструкции фильтра отклонение функции внешнего затухания было выбрано $\delta_a = \pm 10\%$.

Проектирование фильтра на основе классической топологии с параметрами, которые обеспечивают максимальный объем допусков, приводит к созданию интервальной модели:

$$\begin{aligned}
 a = & [-93,746; -94,032] + \\
 & + [6,077 \cdot 10^3; 6,224 \cdot 10^3]W_1 + \\
 & + [13,68 \cdot 10^3; 13,54 \cdot 10^3]W_2 + \\
 & + [6,077 \cdot 10^3; 6,224 \cdot 10^3]W_3 + \\
 & + [16,79 \cdot 10^3; 16,93 \cdot 10^3]S_1 + \\
 & + [34,46 \cdot 10^3; 34,07 \cdot 10^3]S_2 + \\
 & + [16,79 \cdot 10^3; 16,93 \cdot 10^3]S_3 + \\
 & + [1,058 \cdot 10^3; 1,071 \cdot 10^3]I_1 + \\
 & + [2,161 \cdot 10^3; 2,167 \cdot 10^3]I_2 + \\
 & + [1,058 \cdot 10^3; 1,071 \cdot 10^3]I_3 + \\
 & + \text{dual}([-15,9 \cdot 10^3; -15,91 \cdot 10^3]h) + [3,248; 3,27]\epsilon_r,
 \end{aligned}$$

где $W_i = [\underline{W}_i; \overline{W}_i]$ – интервальные параметры; $\text{dual}[\underline{W}_i; \overline{W}_i] = [\overline{W}_i; \underline{W}_i]$; \underline{W}_i и \overline{W}_i – нижняя и верхняя граница интервала.

Модель составлена при условии независимого изменения параметров элементов конструкции. Анализ полученной модели показывает, что наиболее чувствительными к допускам элементами конструкции являются зазоры связанных линий звеньев фильтра. Зазор между линиями в центральном звене фильтра – наиболее чувствительный к допускам элемент конструкции. Также большое влияние на выходные характеристики фильтра оказывает неравномерность толщины подложки и изменения диэлектрической проницаемости материала подложки.

При проектировании фильтра с использованием топологии с отверстиями в экранирующем слое получена интервальная модель:

$$\begin{aligned}
 a = & [-124,067; -120,639] + \\
 & + [5,698 \cdot 10^3; 5,675 \cdot 10^3]W_1 +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + [1,453 \cdot 10^3; 1,445 \cdot 10^3]W_2 + \\
 & + [5,698 \cdot 10^3; 5,675 \cdot 10^3]W_3 + \\
 & + [18,05 \cdot 10^3; 18,48 \cdot 10^3]S_1 + \\
 & + [21,07 \cdot 10^3; 18,55 \cdot 10^3]S_2 + \\
 & + [18,05 \cdot 10^3; 18,48 \cdot 10^3]S_3 + \\
 & + \text{dual}([-4,364 \cdot 10^3; -3,305 \cdot 10^3]S_{z1}) + \\
 & + \text{dual}([-6,595 \cdot 10^3; -6,375 \cdot 10^3]S_{z2}) + \\
 & + \text{dual}([-4,364 \cdot 10^3; -3,305 \cdot 10^3]S_{z3}) + \\
 & + [1,531 \cdot 10^3; 1,542 \cdot 10^3]I_1 + \\
 & + [2,454 \cdot 10^3; 2,453 \cdot 10^3]I_2 + \\
 & + [1,531 \cdot 10^3; 1,542 \cdot 10^3]I_3 + \\
 & + [4,243 \cdot 10^3; 3,773 \cdot 10^3]h) + [4,263; 4,266]\epsilon_r.
 \end{aligned}$$

Модель составлена при условии независимого изменения параметров элементов конструкции с параметрами, которые обеспечивают максимальный объем допусков. Как видно из полученной модели, наиболее чувствительными к допускам элементами конструкции рассматриваемой топологии фильтра оказываются, как и в предыдущем случае, зазоры между связанными линиями. При этом зазор между связанными линиями в центральном звене фильтра по-прежнему остается наиболее критичным к допускам элементом топологии. Однако изменение толщины подложки оказывает значительно меньшее влияние на выходную функцию фильтра по сравнению с классической конструкцией.

В связи с особенностями изготовления микрополосковой конструкции фильтров, на определенных этапах технологии изготовления представляется целесообразным синтезировать одинаковые по абсолютной величине допуски на все элементы топологии. Поэтому поле допуска выходной функции затухания на каждый элемент топологии назначалось в зависимости от вводимых весовых коэффициентов, которые определялись на основании нормировки передаточных коэффициентов модели относительно передаточного коэффициента, наиболее чувствительного к допускам элемента топологии (S_2). Поле допуска выходной функции на влияние отклонений толщины и диэлектрической проницаемости подложки оставалось прежним.

Абсолютные величины отклонений параметров конструкции фильтра от номинальных размеров, для классической топологии и с использованием отверстий в экранирующем слое и их процентное соотношение при использовании весовых коэффициентов, и без них, приведены в таблице 2.

Данные таблицы показывают, что использование топологии фильтра с отверстиями в экранирующем слое позволило почти в 2,5 раза снизить требования к точности изготовления наиболее критичного к допускам

Таблица 2 – Отклонения параметров конструкции фильтра

| Параметр | Максимальный объем допусков | | | | Введение весовых коэффициентов | | | |
|---|-----------------------------|--------------------|-----------|------------|--------------------------------|--------------------|-----------|------------|
| | Нижнее, мкм | Верхнее, мкм | Нижнее, % | Верхнее, % | Нижнее, мкм | Верхнее, мкм | Нижнее, % | Верхнее, % |
| Классическая топология фильтра | | | | | | | | |
| W_1 | 4,207 | 4,108 | 2,249 | 2,196 | 2,387 | 2,33 | 1,276 | 1,246 |
| W_2 | 1,822 | 1,841 | 0,751 | 0,758 | 2,271 | 2,294 | 0,936 | 0,945 |
| W_3 | 4,207 | 4,108 | 2,249 | 2,196 | 2,387 | 2,33 | 1,276 | 1,246 |
| S_1 | 1,735 | 1,72 | 2,183 | 2,164 | 2,676 | 2,654 | 3,368 | 3,339 |
| S_2 | 0,831 | 0,84 | 0,95 | 0,961 | 2,609 | 2,639 | 2,984 | 3,019 |
| S_3 | 1,735 | 1,72 | 2,183 | 2,164 | 2,676 | 2,654 | 3,368 | 3,339 |
| l_1 | 22,67 | 22,4 | 0,151 | 0,149 | 2,213 | 2,187 | 0,0148 | 0,0146 |
| l_2 | 11,1 | 11,07 | 0,075 | 0,074 | 2,193 | 2,187 | 0,0147 | 0,0147 |
| l_3 | 22,67 | 22,4 | 0,151 | 0,149 | 2,213 | 2,187 | 0,0148 | 0,0146 |
| h | 1,509 | 1,508 | 0,238 | 0,237 | 1,509 | 1,508 | 0,238 | 0,237 |
| ϵ_r , отн. ед. | $7,388 \cdot 10^3$ | $7,337 \cdot 10^3$ | 0,074 | 0,073 | $7,388 \cdot 10^3$ | $7,337 \cdot 10^3$ | 0,074 | 0,073 |
| Топология с отверстиями в экранирующем слое | | | | | | | | |
| W_1 | 7,487 | 7,518 | 2,086 | 2,094 | 5,58 | 5,603 | 1,554 | 1,561 |
| W_2 | 29,372 | 29,517 | 5,816 | 5,845 | 5,58 | 5,608 | 1,105 | 1,111 |
| W_3 | 7,487 | 7,518 | 2,086 | 2,094 | 5,58 | 5,603 | 1,554 | 1,561 |
| S_1 | 2,364 | 2,308 | 1,631 | 1,592 | 5,716 | 5,58 | 3,942 | 3,849 |
| S_2 | 2,025 | 2,3 | 0,9 | 1,022 | 5,58 | 6,338 | 2,48 | 2,817 |
| S_3 | 2,364 | 2,308 | 1,631 | 1,592 | 5,716 | 5,58 | 3,942 | 3,849 |
| S_{21} | 9,776 | 12,909 | 0,758 | 1,001 | 5,58 | 7,369 | 0,433 | 0,571 |
| S_{22} | 6,469 | 6,693 | 0,423 | 0,437 | 5,58 | 5,773 | 0,365 | 0,377 |
| S_{23} | 9,776 | 12,909 | 0,758 | 1,001 | 5,58 | 7,369 | 0,433 | 0,571 |
| l_1 | 27,874 | 27,661 | 0,175 | 0,174 | 5,624 | 5,58 | 0,0353 | 0,035 |
| l_2 | 17,389 | 17,393 | 0,108 | 0,108 | 5,58 | 5,582 | 0,0347 | 0,0347 |
| l_3 | 27,874 | 27,661 | 0,175 | 0,174 | 5,624 | 5,58 | 0,0353 | 0,035 |
| h | 10,056 | 11,309 | 1,584 | 1,781 | 10,056 | 11,309 | 1,584 | 1,781 |
| ϵ_r , отн. ед. | 0,01 | 0,01 | 0,1 | 0,1 | 0,01 | 0,01 | 0,1 | 0,1 |

размера S_2 , значительно расширить поле допуска на ширину W_2 связанных линий в центральном звене фильтра и в несколько раз снизить требования к отклонениям толщины подложки от номинального размера.

Учет особенностей микроэлектронной технологии, на определенных этапах изготовления фильтра, позволяет значительно (более чем в 2,5 раза) снизить требования к точности изготовления фильтра.

ВЫВОДЫ

Выполнен анализ и синтез двух вариантов конструктивного исполнения полосно-пропускающих фильтров СВЧ, реализуемых на отрезках связанных микрополосковых линий со сплошным экранирующим слоем и с отверстиями в экранирующем слое. Составлены интервальные модели и исследовано влияние допусков на характеристики фильтров. Показано, что по сравнению с классической топологией использование топологии фильтра с отверстиями в экранирующем слое существенно расширяет поле допуска на ге-

ометрические размеры связанных линий и толщину подложки и тем самым обеспечивает снижение требований к точности изготовления фильтра.

Направление дальнейших исследований связано с повышением адекватности методик и моделей назначения допусков на параметры исследуемых конструкций фильтров.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. M. del Castillo Velazquez-Ahumada, J. Martel, and F. Medina, "Parallel coupled microstrip filters with ground-plane aperture for spurious band suppression and enhanced coupling." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, No. 3, March 2004, pp. 1082–1086.
2. C.-Y. Chan and T. Itoh, "A modified parallel-coupled filter structure that improves the upper stopband rejection and response symmetry." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39, No. 2, Feb. 1991, pp. 310–314.
3. F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A uniplanar compact photonic-bandgap (UC-PBG) structure and its application for microwave circuits." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, No. 8, Aug. 1999, pp. 1509–1514.
4. T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. Hernandez, M. Baciacoa, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi,

- "New microstrip wiggly-line filters with spurious passband suppression." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, No. 9, Sept. 2001, pp. 1593–1598.
5. M. Le Roy, A. Perennec, S. Toutain, and L. C. Calvez, "The continuously varying transmission-line technique—application to filter design." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, No. 9, Sept. 1999, pp. 1680–1687.
 6. Krischuk V., Shilo G., Gaponenko N. "Optimization of ISLAE solutions in the problems of assigning tolerances for parameters of electronic devices." // Proceedings of the International Conference "Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science." – Lviv (Ukraine). – 2002. – p. 114–115.
 7. Карпуков Л. М. Анализ элементов и устройств СВЧ на многопроводных связанных микрополосковых линиях // Изв. вузов Радиоэлектроника. – 1982. – Т. 25. – № 3. – С. 60–63.
 8. Карпуков Л. М. Построение и анализ декомпозиционных моделей микрополосковых структур // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1984. – Т. 27. – № 9. – С. 32–36.
 9. Малорацкий Л. Г., Явич Л. Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
 10. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. – М.: «Сов. радио», 1967. – 651 с.

Надійшла 17.08.04
Після доробки 25.05.05

Проведено дослідження впливу допусків на параметри мікросмужкових смужкових фільтрів на зв'язаних лініях з отворами у шарі, що екранує, які забезпечують вирівнювання сталих поширення парної і непарної хвиль. Виконано аналіз в квазістатичному наближенні топології зв'язаних ліній з врахуванням отворів в шарі, що екранує. Здійснено синтез фільтрів на основі прототипів нижніх частот. Показано переваги розглянутої топології фільтра в порівнянні з класичною топологією фільтра на однакових зв'язаних лініях без отворів у шарі, що екранує.

Investigation influence of tolerances for the parameters of the microstrip band filters with ground-plane aperture, providing an alignment constant of propagation even and odd waves is carried out. The analysis of topology of coupled lines with ground-plane aperture in quasi-static approach is fulfilled. The method of synthesis is based on the use of the lower frequency filters-prototypes. Advantages of the surveyed topology filter in comparison with classical topology of the filter on equal coupled lines without ground-plane aperture are shown.

УДК 621.3

А. В. Максименюк, Е. Я. Швець, И. Ф. Червоный, А. В. Юдачев

СОЗДАНИЕ АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ИРИДОДИАГНОСТИКИ

Рассмотрена возможность создания аппаратного комплекса иридодиагностики. Установлено наличие мешающего блика на радужной оболочке, рассмотрен метод устранения его влияния. По результатам работы предлагается малогабаритное устройство с возможностью оцифровки изображения радужной оболочки глаза и передачи на компьютер для дальнейшей обработки.

ВВЕДЕНИЕ

Диагностика болезней по радужной оболочке глаза известна с давних времен. В настоящее время особое место отводится диагностике по изменениям радужной оболочки глаза [1].

СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ

Иридодиагностика заключается в визуальном исследовании радужной оболочки глаза с помощью различных увеличительных приборов. Различают осмотр радужной оболочки – иридоскопию и фотографирование – иридографию. При иридоскопии применяют щелевые лампы типа ШЦЛ-56 или аналогичные. Освещение радужной оболочки при иридодиагностике осуществляется на основе метода диффузионного освещения с помощью ламп накаливания. В иридографии используют щелевые лампы с фотонасадками. Снимок

выполняется, как правило, на цветной позитивной пленке «ORWO chrom UT-18» [1, 2]. Проведение таких исследований радужной оболочки глаза требует затемненной комнаты и тщательной обработки фотопленки со слайдами.

Из этого следует, что для проведения иридодиагностики требуется достаточно громоздкое и дорогостоящее оптическое оборудование и техническая оснастка для обработки цветной позитивной пленки. Кроме того, требуется дополнительное оборудование для преобразования информации в цифровую форму с целью дальнейшей обработки с помощью программных комплексов.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Учитывая нынешнюю стадию развития иридодиагностики, в настоящее время актуальной задачей является разработка малогабаритного программно-технического комплекса, позволяющего получать слайды радужной оболочки глаза пациентов, сохранять, оперативно анализировать и автоматизировать процесс постановки диагноза [3].

Реализация данной задачи успешно решается на основе компьютерного комплекса, состоящего из персонального компьютера и дополнительного устройства,

содержащего малогабаритную цветную видеокамеру и осветители. По предварительным оценкам сформулированы следующие ориентировочные требования к видеокамере:

1. Фокусное расстояние – 7 мм.
2. Чувствительность – 2 люкса.
3. Разрешающая способность – 480 линий.

ПРОВЕДЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

В эксперименте использовалась видеокамера webcam LG с фокусным расстоянием 4,5 мм. В связи с этим для получения максимального увеличения радужной оболочки видеокамера располагалась очень близко к глазу пациента, что очень неудобно. Увеличение фокусного расстояния достигнуто введением в видеокамеру дополнительной оптической системы. Это позволило увеличить расстояние до глаза до 15 мм при удовлетворительном увеличении и достаточно полноценном слайде радужной оболочки. Равномерное освещение радужной оболочки первоначально обеспечивалось маломощными лампами накаливания белого цвета совместно с рассеивающим фильтром. При опробовании такого осветителя уровень и равномерность освещения радужной оболочки были достаточными, но на слайде была отчетливо видна спираль лампы накаливания. Для устранения таких дефектов в качестве осветителей были установлены светодиоды белого цвета. Это позволило убрать эффект спирали на слайде и снизить ток потребления осветителя. Кроме того, за счет регулирования силы тока, протекающего через светодиоды осветителя, появилась возможность в широких пределах регулировать уровень освещенности радужной оболочки без применения дополнительных механических диафрагм. Идеальное исследование радужной оболочки глаза затруднено из-за того, что перед ней находится полусферическая роговица. Это неизбежно ведет к отражению источника освещения на зеркальной поверхности роговицы, которое в виде блика закрывает важные для диагностики участки радужной оболочки. Чтобы исключить потери информации необходимо блик, мешающий обзору, переводить в центр зрачка. С этой целью была изменена конструкция осветителя для освещения радужной оболочки и предусмотрена регулировка угла падения лучей осветителя на радужку. В результате этого удалось сместить мешающий блик в центр зрачка глаза. Дальнейшие исследования позволили отработать технологию получения полноценного слайда радужной оболочки пациента, которая позволяет свести к минимуму мешающее действие блика. Она заключается в следующем:

1. Необходимо подобрать положение осветителей, при котором мешающий блик находится на правой (или левой) половине радужки.
2. Сделать первый слайд с радужной оболочки.

3. Сместить мешающий блик на противоположную половину радужной оболочки, изменяя положение осветителей.

4. Сделать второй слайд с радужной оболочки.

5. Используя программный комплекс, совместить половины слайдов, на которых отсутствует мешающий блик.

Благодаря такой методике удается получить безбликовое изображение радужной оболочки в цифровой форме, которую можно сохранять на носителях информации для дальнейшей обработки, анализа и постановки диагноза. Для того, чтобы избежать дополнительной засветки радужной оболочки в устройстве применен светоизолирующий экран из черной ткани. За счет этого иридодиагностический комплекс можно использовать в любых помещениях (не требуется специально оборудованная темная комната).

Проведенные исследования позволили разработать иридографический комплекс (рис. 1), предназначенный получать слайды радужной оболочки глаза пациента для исследования и постановки диагноза.

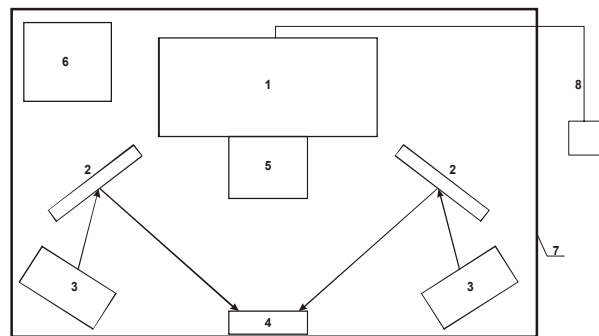


Рисунок 1 – Схема иридографического комплекса

Комплекс состоит из малогабаритной видеокамеры (1) с объективом (5), двух светодиодных осветителей (3), двух отражающе-рассеивающих экранов (2), схемы управления интенсивностью свечения светодиодных осветителей (6), соединительного кабеля (8).

Устройство выполнено в корпусе (7) из светопоглощающего ударопрочного полистирола. Внутри корпуса установлена малогабаритная цифровая видеокамера (1) с помощью которой изображение радужной оболочки глаза пациента преобразуется в цифровой вид и передается через USB-порт в компьютер для дальнейшей обработки. Формат получаемого изображения 640×480 точек, что вполне достаточно для его дальнейшей обработки без потери качества. Радужная оболочка глаза пациента для получения слайда подсвечивается двумя светодиодными осветителями (3) белого рассеянного света. Для равномерного освещения используется прямой рассеиватель, выполненный из молочного

оргстекла и белый матовый экран (2). Для возможности смещения мешающего блика в зону зрачка на правую или левую половину радужной оболочки светодиодные осветители снабжены устройствами поворота на некоторый угол в горизонтальной плоскости.

Оптимальная освещенность радужной оболочки глаза пациента, необходимая для получения качественного слайда, обеспечивается с помощью схемы управления интенсивностью свечения светодиодных осветителей. Это позволяет обойтись без устройства дифрагмирования, что существенно снижает габариты, массу и стоимость иридографического блока.

Устройство соединяется с компьютером кабелем через USB-порт (8). Напряжение питания малогабаритной видеокамеры и светодиодных осветителей подводится также с USB-порта компьютера. Для безопасности исследователя и пациента напряжение питания не превышает 13 вольт.

Пример изображения радужки, полученного с помощью данного устройства, показан на рис. 2.

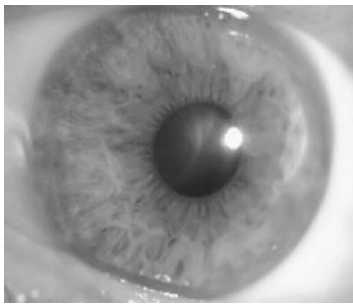


Рисунок 2 – Изображение радужки глаза

Полученное изображение передается в программный комплекс для дальнейшей обработки, анализа и постановки диагноза.

УДК 621.317.333

И. Ш. Невлюдов, Н. Г. Стародубцев

КОНТРОЛЬ ТОЛЩИНЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЛАСТИН В ПРОЦЕССЕ ОБРАБОТКИ

Предлагается метод контроля толщины полупроводниковой пластины в процессе производства, позволяющий повысить его производительность и качество изделий. Для проверки предложенных теоретических положений проведены экспериментальные исследования, приведено описание экспериментальной установки, методики проведения измерений, приводятся результаты.

ВЫВОДЫ

Разработанное устройство иридографии позволяет оперативно проводить диагностику пациентов сохранять изображения радужной оболочки глаза в электронном виде для дальнейшего анализа. Прибор имеет малые габариты и вес и может размещаться на рабочем столе офтальмолога.

Эксплуатация не требует помещений, специально приспособленных для офтальмологических исследований. В случае, если в состав комплекса входит компьютер класса Notebook, его можно использовать в службах «Скорой помощи» и профосмотровыми выездными бригадами.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Вельховер Е.С. Клиническая иридология. – М.: Орбита, 1992. – 432 с.
2. Вельховер Е.С., Ананин В.Ф. Введение в иридодиагностику. Пупиллодиагностика. – М.: УДН, 1991. – 211 с.
3. Вельховер Е.С., Бондур В.Г. Основные направления компьютерной иридодиагностики. Иридолог. Сборник материалов Всесоюзной ассоциации иридологов. – 1990. – № 4. – С. 5–12.

Надійшла 27.12.04
Після доробки 230.5.05

Розглянута можливість створення апаратного комплексу іридодіагностики. Встановлено наявність відблиску, що заважає, на райдужній оболонці, розглянуто метод усунення його впливу. За результатами наслідками роботи пропонується малогабаритний пристрій з можливістю оцифрування зображення райдужної оболонки ока і передачі на комп'ютер для подальшої обробки.

The opportunity of creating hardware complex iridology is taken into consideration. According to the results of the work, little device with the opportunity of digitizing the image of iris of the eye and transferring on the computer for future processing is proposed. The way of elimination of the flare on the iris are considered.

ет. Широкое применение микроэлектронных изделий и, в частности, полупроводниковых интегральных микросхем (ИМС) позволяет повысить аппаратную плотность упаковки элементов в электронных устройствах. Для повышения аппаратной плотности упаковки необходимо повышать степень интеграции ИМС.

Однако, возрастание плотности упаковки элементов и степени интеграции затрудняет решение проблемы одновременного повышения быстродействия ИМС. Дело, в том, что при увеличении плотности упаковки элементов ИМС уменьшаются расстояния между ними, что, в свою очередь, увеличивает паразитные связи между элементами, а, следовательно, уменьшает быстродействие ИМС. К аналогичным результатам приводит и увеличение степени интеграции, так как при этом неизбежно увеличивается площадь, занимаемая разводкой (токоведущими шинами и контактными площадками) и, кроме того, требуется использование многослойной разводки. Все это увеличивает паразитную емкость разводки на подложку, а, следовательно, снижает быстродействие ИС.

Одним из наиболее перспективных способов увеличения быстродействия является замена проводящей подложки на непроводящую (диэлектрическую) [1]. Такую подложку изготавливают из диэлектрического материала, в который утоплены островки монокристаллического полупроводникового материала.

Использование таких подложек позволяет практически полностью устранить паразитную связь между элементами ИМС и существенно снизить паразитную емкость разводки. Кроме того, использование непроводящих подложек позволяет повысить стойкость интегральных микросхем к факторам, приводящим к изменению проводимости подложки: температуре, свету, различного рода радиационным воздействиям и т. д. Однако метод изоляции элементов микросхем непроводящей подложкой имеет серьезный недостаток – сложность технологии раскрытия островков монокристаллического полупроводникового материала, механической обработкой пластин.

Сложность выполнения данной операции заключается в трудности определения времени необходимого для шлифования кремниевой пластины, поскольку оно зависит от множества параметров, определяющие действующих на процесс шлифования (скорости шлифования, давления, состояния шлифовальных кругов и т. д.). Значения большинства данных параметров заранее заданы или известны и контролируются. Однако в процессе шлифования они могут самопроизвольно менять свои значения под воздействием внешних и внутренних факторов, что не учитывается при первоначальном расчете времени шлифования и может привести к негативному результату.

Все это подчеркивает важность операционного (в процессе обработки) контроля толщины обрабаты-

ваемой пластины (величины сошлифовываемого слоя кремния). Необходим метод, позволяющий проводить «следающий» контроль, который обеспечивает остановку процесса формообразования по достижении требуемой толщины пластины, а не по истечении определенного времени.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

При анализе применяющихся методов контроля толщины кремниевых пластин [2] было определено, что большая часть из них не соответствуют требованиям, предъявляемым к ним технологическим процессом производства ИМС с изоляцией элементов непроводящей подложкой.

Исходя из этого был предложен метод измерения толщины полупроводниковой пластины, основанный на предположении, что текущее расстояние между верхним и нижним шлифовальниками равно, с некоторым допуском, текущей толщине обрабатываемой пластины и в процессе обработки расстояние между верхним и нижним шлифовальниками изменяется синхронно-пропорционально изменению толщины пластины (с тем же знаком и по тому же закону) [3].

Структурная схема установки контроля, реализующая предложенный метод приведена на рисунке 1.

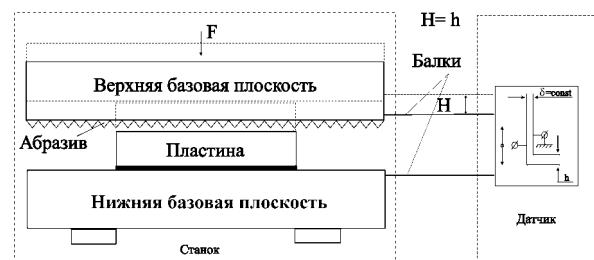


Рисунок 1 – Структурная схема измерения толщины полупроводниковой пластины:

δ – расстояние между обкладками емкостного датчика; H – величина перемещения верхнего шлифовальника; h – величина перемещения подвижной обкладки емкостного датчика.

В процессе шлифования полупроводниковой пластины рабочие поверхности базовых плоскостей и пластин плотно прилегают друг к другу. Абразивный диск, который является верхней базовой плоскостью, торцом прижимается к пластине весом шпинделя. Алмазные зерна, равномерно распределенные по рабочей поверхности алмазного шлифовального круга, служат как бы микрорезцами, которые при вращении царапают поверхность пластин, срезая выступы. Поверхность пластин покрывается сеткой пересекающихся царапин, трещин, происходит отделение частиц материала, которые удаляются подаваемой жидкостью.

Толщина пластин уменьшается и верхняя базовая плоскость опускается вниз на величину разрушенного слоя пластин H . Это перемещение через жесткие балки передается на емкостной датчик и его подвижная обкладка перемещается на расстояние $h = H$, в силу чего изменяется контрольная величина – емкость. Это изменение с помощью преобразователя превращается в напряжение переменной частоты и подается на вход усилителя и далее, через АЦП, на микропроцессор, где и обрабатывается.

Для проверки предложенных теоретических положений была создана имитационная модель системы автоматического операционного контроля толщины пластин [4], позволившая провести моделирование поведения системы в целом с целью проверки работоспособности и эффективной оценки параметров системы в каждый конкретный момент времени. Полученные результаты дали возможность сделать вывод о целесообразности создания экспериментальной установки и проведении серии экспериментальных исследований.

Исследования проводились на созданной экспериментальной установке, состоящей из: шлифовального станка со смонтированным на нем емкостным датчиком перемещения, системы обработки результатов измерений и выдачи управляющих воздействий на двигатель.

Структурная схема экспериментальной установки приведена на рис. 2.

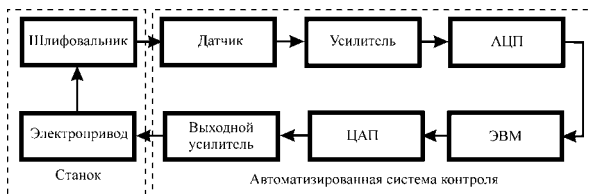


Рисунок 2 – Структурная схема экспериментальной установки

Экспериментальная установка была создана на базе станка плоского шлифования МШ-259, проводящего шлифовку связанным абразивом. Для определения величины перемещения был взят датчик перемещения, построенный по схеме многосекционного конденсатора переменной емкости, в котором емкость есть функция от площади пересечения обкладок. Неподвижная обкладка емкостного датчика перемещения была смонтирована на станине, подвижная обкладка датчика крепилась к цилиндру, в котором установлен вал шпинделя. В процессе работы станка цилиндр перемещался по оси Z , это вызывало перемещение подвижной обкладки и, соответственно, изменение емкости. Функциональная схема установки и схема крепления обкладок емкостного датчика приведена на рис. 3.

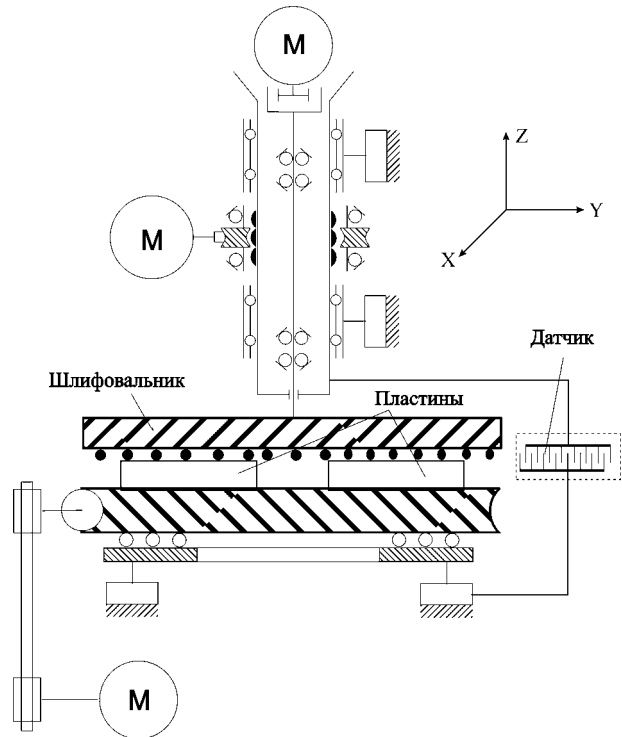


Рисунок 3 – Функциональная схема установки и схема крепления обкладок емкостного датчика

Емкость датчика перемещения определяет частоту автогенератора, собранного по индуктивной трехточечной схеме, которая служит для преобразования изменения емкости датчика перемещения в изменение частоты, генерируемой автогенератором. Далее сигнал в виде напряжения переменной частоты поступал на вход усилителя. В подсистеме усилителя производилось усиление выходного сигнала преобразователя до значения, необходимого для работы аналого-цифрового преобразователя. В подсистеме аналого-цифрового преобразователя осуществлялось кодирование аналогового сигнала, поступающего на его вход с выхода усилителя, в цифровой код, который принимался и обрабатывался микроконтроллером по заданному алгоритму. Микроконтроллер обеспечивал расчет управляющего воздействия, необходимого для управления работой двигателя. Это воздействие преобразовывалось в цифро-аналоговом преобразователе и усиливалось выходным усилителем. Далее, усиленный аналоговый сигнал поступал на вход блока электропривода, который использовался для плавного изменения скорости по заданному закону и остановки процесса формообразования пластин по определенному управляющему сигналу.

В процессе экспериментов проводилась проверка:

– теоретических положений, которые обосновывают предложенный метод автоматического измерения

толщины полупроводниковых пластин в процессе шлифования;

– соответствие метрологических характеристик метода требованиям технологического процесса производства ИМС с изоляцией элементов непроводящей подложкой;

– повторяемость результатов.

Эксперименты выполнялись по следующей методике:

1. Проводилось контрольное измерение толщины пластин и в партию отбирались образцы с допуском на толщину 1 мкм;

2. Пластины устанавливались на станок и запускался процесс обработки, результаты измерений вводились в ЭВМ, где проводилась их обработка и расчет текущего значения H ;

3. Периодически процесс шлифования останавливался и проводилось контрольное измерение толщины пластин методом встречных зондов;

4. После автоматической остановки процесса обработки, по достижению заданной толщины пластины, проводилось измерение толщины пластин и обработка полученных результатов.

Была проведенная серия экспериментов, которая моделировала работу автоматического операционного контроля в условиях колебания параметров внешней среды (температуры, влажности и давления). Результаты исследований, представленные на: рис. 4 – область, которую образовали графики зависимости $H = \varphi(f)$, снятые в процессе проведения серии экспериментов; рис. 5 – график зависимости $H = \varphi(f)$ при измерении толщины пластины предложенным методом, на графике наблюдается погрешность, обусловленная вибрациями, проявляющимися в виде флуктуаций емкости.

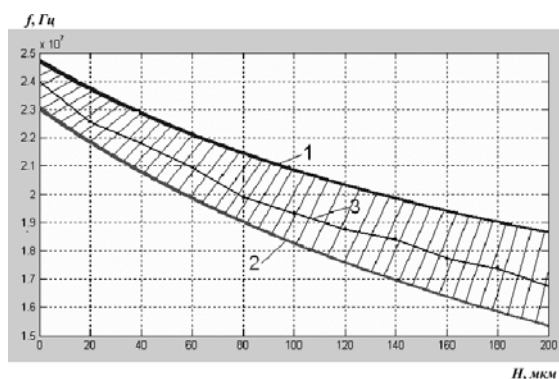


Рисунок 4 – Область, характеризующая разброс частоты f_2 при одном и том же значении толщины пластины H , измеренном предложенным методом:

1, 2 – границы области отклонений частоты f_2 ; 3 – график $H = \varphi(f)$, снятый в процессе контрольных измерений

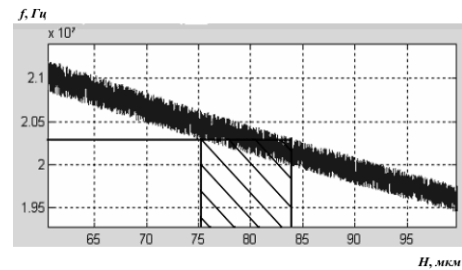


Рисунок 5 – Погрешность измерения толщины пластин предложенным методом (график взят в диапазоне частот 19,5–21,0 МГц, соответствующем величине сошлифованного слоя полупроводниковой пластины от 60 до 100 мкм)

В результате анализа полученных результатов было определено, что экспериментальный макет позволяет проводить контроль толщины пластины в процессе формообразования. Однако с точки зрения обеспечения необходимой точности измерений и повторяемости результатов измерительная установка не обеспечила необходимых показателей.

Анализ возможных причин возникновения погрешностей показал, что:

1) система измерения не обеспечивает необходимой стабильности нулевой точки характеристики емкостного датчика и стабильности коэффициента передачи преобразователя емкость-частота;

2) на точность измерений значительно влияют вибрации рабочих органов в процессе работы станка.

Было определено, что для устранения нестабильности нулевой точки емкостного датчика и нестабильности коэффициента передачи преобразователя необходимо перед началом процесса формообразования проводить калибровку и установку нуля датчика. Для калибровки был применен высокоточный лазерный датчик перемещения ZX-LD30V. Данный датчик обеспечивает точность измерений $\pm 0,25$ мкм, но в силу своей конструкции и метода измерения очень чувствительный к вибрации, которая позволяет использовать его лишь в процессе калибровки.

Вибрации, которые действуют на датчик, можно разложить по трем осям. Исходя из особенностей конструкции станка можно предположить, что наибольшие проекции вектора вибраций будут по осям X и Y , что обусловлено биением шпинделя в горизонтальной плоскости, движением пластин в процессе шлифования и др. Для уменьшения влияния вибраций по оси X была примененная конструкция датчика, в которой размер неподвижной обкладки по оси X был выбран больше, чем подвижной, что позволило обеспечить неизменность площади пересечения обкладок при микродвижениях подвижной обкладки по оси X и, соответственно, стабильность емкости.

Для уменьшения влияния вибраций по оси Y , при которых емкость менялась из-за колебания расстояния между обкладками при вибрации, была выбрана конструкция датчика, при которой каждая секция емкостного датчика состояла из двух неподвижных обкладок и одной подвижной обкладки между ними. В результате чего емкость секции состояла из двух последовательно включенных емкостей, если одна из них увеличивалась, то другая уменьшалась, а результирующая емкость секции оставалась неизменной.

Уменьшение вибраций по оси Z обеспечивалось конструкцией станка и технологией обработки (за счет постоянства давления вдоль оси Z).

После проведения вышеперечисленных мероприятий снова была проведена новая серия экспериментов.

Эксперименты выполнялись по следующей методике:

1. Контрольное измерение толщины пластин (в партию отбирались образцы с допуском на толщину ± 1 мкм);

2. Калибровка датчика, путем опускания шлифовальника до касания с упором, ввод значений H с калибровочного лазерного датчика перемещения ZX-LD30V в компьютер, формирование зависимости $H = \varphi(f)$, расчет текущего коэффициента передачи преобразователя k , расчет требуемого поправочного коэффициента, необходимого для получения заданного коэффициента передачи преобразователя k ;

3. Загрузка партии полупроводниковых пластин в станок;

4. Установка нуля датчика путем опускания шлифовальника до касания с полупроводниковыми пластинами, ввод полученного значения емкости измерительного конденсатора в компьютер, расчет значения поправочной емкости и компенсация ухода емкости измерительного конденсатора путем изменения величины поправочной емкости;

5. Запуск процесса обработки, ввод результатов измерений в ЭВМ, обработка полученных результатов и расчет текущего значения H ;

6. Периодическая остановка процесса шлифования, контрольное измерение толщины пластин;

7. С окончанием процесса обработки, по достижению заданной толщины пластины, измерение толщины пластин и обработка полученных результатов.

В ходе проведения серии экспериментов, моделирующих работу автоматического операционного контроля в условиях колебаний параметров внешней среды (температуры, влажности и давления) были получены результаты, представленные на рис. 6 и 7.

Анализ результатов показал, что устранение недостатков, выявленных в первой серии экспериментов, позволило обеспечить стабильность нулевой точки емкостного датчика и стабильность коэффициента передачи преобразователя, снизить влияние вибраций на

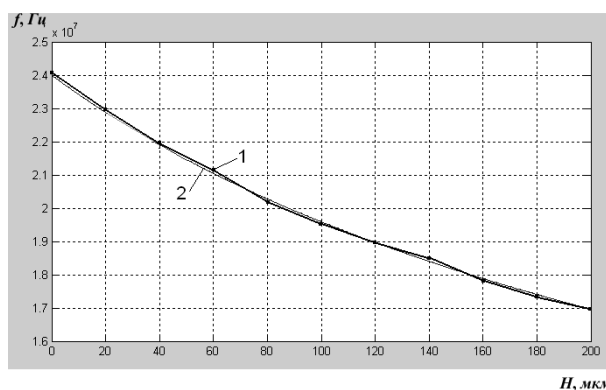


Рисунок 6 – График зависимости $H = \varphi(f)$:

1 – зависимость $H = \varphi(f)$, снятая в процессе контрольных измерений; 2 – зависимость $H = \varphi(f)$, полученная в результате расчета на ЭВМ

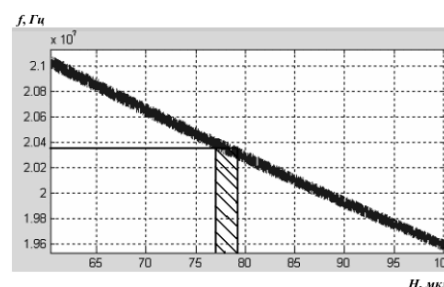


Рисунок 7 – График зависимости $H = \varphi(f)$

показания датчика и довести точность измерений до заданного значения ± 2 мкм.

ВЫВОДЫ

Таким образом, в результате серии экспериментов была проведена оценка факторов, которые влияют на емкостной датчик в процессе обработки, проведены мероприятия по устранению их влияния, что позволило обеспечить измерение с точностью ± 2 мкм, что отвечает требованиям технологического процесса производства структур КСДИ. Также эксперименты доказали справедливость теоретических положений, которые обосновывают предложенный метод автоматического измерения толщины полупроводниковых пластин в процессе формообразования, и позволили на практике подтвердить предположение о существенном повышении производительности процесса механической обработки полупроводниковых пластин в результате применения данного метода измерения.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Горяинов С. А. Диэлектрическая изоляция элементов интегральных схем. – М.: Сов. радио, 1975. – 128 с.

2. Технологический контроль размеров в микрорезонном производстве / Быстров Ю. А., Колгин Е. А., Котлецов Б. Н. – М.: Радио и связь, 1988. – 168 с.
3. Невлюдов И. Ш., Стародубцев Н. Г. Контроль толщины полупроводниковых пластин в процессе производства. // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2003. – Вип. 4. – С. 112–116.
4. Невлюдов И. Ш., Стародубцев Н. Г. Моделирование процесса автоматизированного контроля формообразования полупроводниковой пластины. // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*. – 2003. – Вип. 3. – С. 102–107.

Надійшла 5.07.04
Після доробки 18.04.05

Пропонується метод контролю товщини напівпровідникової пластини в процесі виробництва, що дозволяє підвищити його продуктивність і якість виробів. Для перевірки

запропонованих теоретичних положень проведено експериментальні дослідження, наведено опис експериментальної установки, методики проведення вимірів, наводяться результати.

The quality monitoring of thickness of a semi-conductor plate is offered during the manufacture, allowing to raise productivity and quality of products. For check of the offered theoretical positions experimental researches are carried spent, the description of experimental installation, a technique of realization of measurements is given, results are resulted.

УДК 621.396.9

Д. М. Пиза, А. П. Залевский

ОСОБЕННОСТИ АДАПТАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ФИЛЬТРОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННЫХ ПОМЕХ

Рассмотрен пространственный фильтр с дискретной настройкой весовых коэффициентов. Оценена эффективность работы пространственного фильтра в различных режимах работы РЛС. Даны рекомендации по использованию алгоритмов работы формирователя весовых коэффициентов фильтра в зависимости от режимов работы РЛС.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время основной тенденцией развития радиолокационных станций (РЛС) является повышение их помехозащищенности. Эффективным решением этой проблемы является использование в структуре станции пространственно-временной системы подавления помех. Поэтому, исследование потенциальной эффективности пространственных фильтров, где в качестве элемента адаптации используется автокомпенсатор помех, является актуальной задачей.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В системах помехозащиты с пространственно-временной схемой построения, устройства первой ступени фильтрации, оказывают существенное влияние на работу устройств второй ступени. В РЛС пространственный фильтр (ПФ), подавляющий активные помехи в первой ступени, оказывает негативное влияние на устройство, осуществляющее доплеровскую фильтрацию полезных сигналов на фоне пассивных помех. Это обусловлено амплитудно-фазовой модуляцией пассивной составляющей комбинированной (активной +

пассивной) помехи в процессе самонастройки ПФ [1]. Для ослабления такого влияния используют ПФ с дискретным алгоритмом настройки весовых коэффициентов вектора. Период обновления весовых коэффициентов выбирается равным длительности частотной пачки. Однако опыт эксплуатации таких фильтров, показывает, что эффективность их работы может значительно зависеть от режимов работы РЛС. Поэтому основной задачей, решаемой в данной работе, является оценка эффективности работы ПФ с дискретным вычислением весового вектора в зависимости от темпа вращения антенны и от длительности периода повторения зондирующих импульсов.

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ

В качестве оценки эффективности работы ПФ будем использовать коэффициент подавления активной помехи $K_{\text{п}}$. Будем считать, что элементом адаптации пространственного фильтра является автокомпенсатор с обратными корреляционными связями [2], структурная схема которого приведена на рис. 1.

На рис. 1 обозначено: \dot{X} – комплексная составляющая сигнала основного канала приема, \dot{P} – комплексная составляющая сигнала дополнительного канала приема, \dot{W} – комплексный весовой коэффициент, \dot{U} – сигнал на выходе компенсатора, УДФ – устройство доплеровской фильтрации.

Проведем исследование поставленной задачи путем полунатурного моделирования с использованием типовых значений параметров современных РЛС.

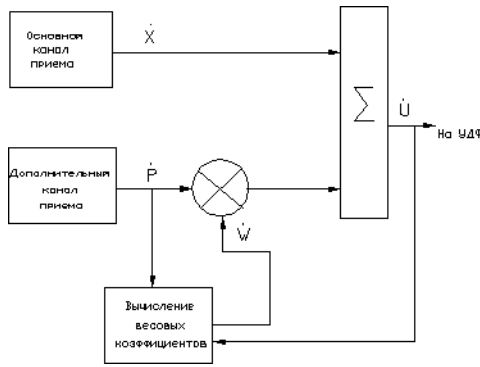


Рисунок 1 – Обобщенная структурная схема ПФ с обратными связями

Если выражения для входного и выходного воздействия представить в виде:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= X' + jX'', \\ \dot{P} &= P' + jP'', \\ \dot{U} &= U' + jU'', \end{aligned} \quad (1)$$

то математическую модель работы формирователя весовых коэффициентов можно описать следующими выражениями:

$$\begin{aligned} W_1[n] &= W_1[n-1] + \mu U''[n]P'[n], \\ W_2[n] &= W_2[n-1] + \mu U''[n]P''[n], \\ W_3[n] &= W_3[n-1] + \mu U''[n]P''[n], \\ W_4[n] &= W_4[n-1] + \mu U''[n]P''[n], \end{aligned} \quad (2)$$

где $W_1[n], W_2[n], W_3[n], W_4[n]$ – весовые коэффициенты, n – дискретное время, μ – коэффициент сходимости, величину которого выберем равной 0,5.

Сигнал на выходе автокомпенсатора запишем в виде выражений:

$$\begin{aligned} U'_1[n] &= X'_1[n] - W_1[n-1]P'[n] - W_2[n-1]P''[n], \\ U''_1[n] &= X''_1[n] - W_3[n-1]P''[n] - W_4[n-1]P''[n]. \end{aligned} \quad (3)$$

Вычисление весового вектора будем производить в конце дистанции последнего периода повторения зондирующего импульса частотной пачки. Это объясняется тем, что в этом случае существенно уменьшается влияние пассивной помехи на вычисление весовых коэффициентов, поскольку одним из параметров, определяющих интенсивность пассивной помехи, является дальность.

В качестве входного воздействия используем активную помеху с нормальным законом распределения:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad (4)$$

где $p(x)$ – дифференциальная плотность вероятности, σ^2 – дисперсия помехи. Отношение активная помеха/шум при моделировании было принято равным 72 дБ.

Собственные шумы приемных трактов основного и дополнительного каналов будем моделировать независимыми случайными процессами с нормальным законом распределения. Среднеквадратические значения собственных шумов в обоих каналах выберем равными двум-трем младшим разрядам при аналого-цифровом преобразовании.

Для определенности будем считать, что вращение антенны осуществляется с темпом 6 об/мин или 12 об/мин, период повторения зондирующих импульсов T_{Π} редкий – 750 Гц, частый – 1500 Гц, количество импульсов запусков в частотной пачке – 8, один запуск содержит 300 дискретов дальности.

Эффект сканирования антенн основного и дополнительного канала учтем путем изменения во времени отношения амплитуд помех в каналах приема, а также изменением межканальной разности фаз. Анализ амплитудных диаграмм направленности основной и дополнительной антенн показал, что изменение отношения амплитуд помех в каналах приема на интервале величиной $10T_{\Pi}$ (режим редкого запуска), линейно возрастает со скоростью 2 дБ/градус. Анализ фазовых диаграмм антенн показал, что межканальная разность фаз, на интервале величиной $10T_{\Pi}$, возрастает линейно со скоростью 2° фазового набега при прохождении антенной одной минуты в азимутальной плоскости.

Входные воздействия на автокомпенсатор в основном и дополнительном каналах можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \dot{X}_n &= (|\dot{U}_{ап_n}| \exp(-j\varphi)) \times (|\dot{A}_{осч_n}| \exp(-j\varphi_{осч_n})) + \\ &+ |\dot{U}_{шосч_n}| \exp(-j\varphi_{ш}), \end{aligned} \quad (5)$$

где $|\dot{U}_{ап_n}|$ – значение модуля амплитуды активной помехи в n -й момент времени, $|\dot{U}_{шосч_n}|$ – значение модуля амплитуды собственного шума приемного тракта основного канала, $|\dot{A}_{осч_n}|$ – значение функции диаграммы направленности антенны основного канала в n -й момент времени (учитывающий темп вращения антенны), $\varphi, \varphi_{ш}, \varphi_{осч_n}$ – соответственно фаза активной помехи, фаза собственного шума и значение фазового набега в n -й момент времени.

$$\begin{aligned} \dot{P}_n &= (|\dot{U}_{ап_n}| \exp(-j\varphi)) \times (|\dot{A}_{доп_n}| \exp(-j\varphi_{доп_n})) + \\ &+ |\dot{U}_{допш_n}| \exp(-j\varphi_{шдоп}), \end{aligned} \quad (6)$$

где $|\dot{U}_{ап,n}|$ – значение модуля амплитуды активной помехи в n -й момент времени, $|\dot{U}_{допш,n}|$ – значение модуля амплитуды собственного шума приемного тракта дополнительного канала, $|\dot{A}_{доп,n}|$ – значение функции диаграммы направленности дополнительного канала в n -й момент времени (учитывающий темп вращения антенны), φ , $\varphi_{шдоп}$, $\varphi_{доп,n}$ – соответственно фаза активной помехи, фаза собственного шума и значение фазового набег в n -й момент времени.

Подставив все значения в выражения (5) и (6), а затем в формулу (3), получим математическую модель работы ПФ в различных режимах работы при воздействии активной помехи. Полученная математическая модель позволяет произвести оценку эффективности работы автокомпенсатора с дискретным вычислением весового коэффициента в зависимости от скорости вращения антенны, а также от величины периода повторения зондирующих импульсов.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В результате моделирования были получены графики, характеризующие зависимость коэффициента подавления активной помехи от темпа вращения антенны и от величины периода повторения зондирующих импульсов. На рис. 2 и 3 приведены графики входного воздействия на ПФ активной помехи в зависимости от режимов работы станции (изображены более светлым тоном), графики отклика ПФ, изображены более темным цветом. Причем графики, представленные на рисунках, получены для случая, когда адаптация весовых коэффициентов ПФ завершилась в момент времени $t = 0$. Очередной интервал настройки весовых коэффициентов, в соответствии с оговоренными исходными данными условиями моделирования начинается в момент времени $8T_{п}$. Из рис. 2, 3 следует, что из-за деградации весовых коэффициентов на интервале $[0..8T_{п}]$ уровень помехи на выходе ПФ увеличивается, особенно, при темпе обзора пространства 12 об/мин и частоте зондирующих импульсов 750 Гц (при большем значении $T_{п}$). Графики, изображенные на рис. 4 и 5, показывают зависимость коэффициента подавления помехи автокомпенсатора в зависимости от режима работы РЛС.

Анализ рис. 2, 3, а также рис. 4, 5 показывает, что самым неблагоприятным режимом работы, с точки зрения эффективности подавления активной помехи, является режим с высоким темпом вращения антенны и редким запуском. Причиной ухудшения качества компенсации активных помех является изменение межканальных соотношений амплитуд и межканальной разности фаз сигналов в паузах между моментами самонастройки весовых коэффициентов.

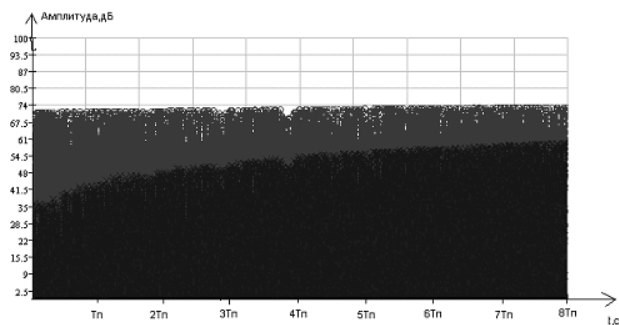


Рисунок 2 – График входного воздействия (светлый) и выходного отклика (темный) при темпе вращения 12 об/мин и частоте зондирующих импульсов 750 Гц

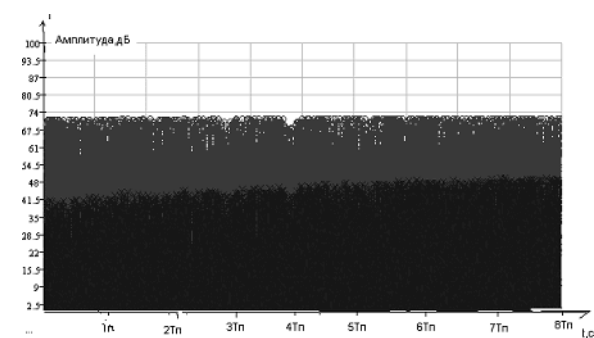


Рисунок 3 – График входного воздействия (более светлый) и выходного отклика (более темный) при темпе вращения 6 об/мин и частоте зондирующих импульсов 1500 Гц

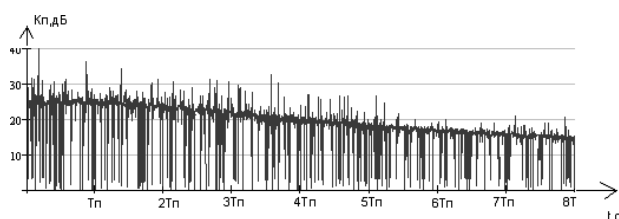


Рисунок 4 – Зависимость коэффициента подавления активной помехи при 12 об/мин 750 Гц

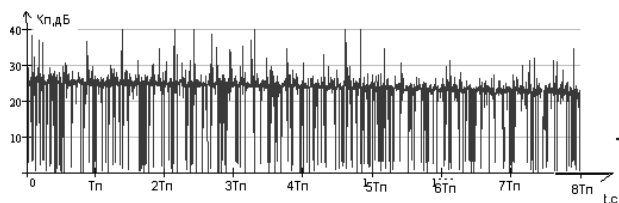


Рисунок 5 – Зависимость коэффициента подавления активной помехи при 6 об/мин 1500 Гц

ВЫВОДЫ

В результате проведенных исследований получена оценка эффективности работы автокомпенсатора с дискретным режимом настройки весовых коэффициентов в зависимости от режимов работы РЛС. Дискретный режим настройки является не эффективным при высоких темпах вращения антенны и низкой частоте повторения. Это позволяет сделать следующий вывод: при превышении на большей части периода повторения зондирующих импульсов (развертке дальности) активной помехи над пассивной, предпочтительно применение режима с настройкой весовых коэффициентов в каждом периоде запуска.

Однако, в дальнейшем созданную математическую модель пространственного фильтра необходимо дополнить устройством доплеровской фильтрации, произвести оценку эффективности выделения полезного сигнала на фоне пассивной помехи и сформировать рекомендации относительно режима работы ПФ в условиях воздействия комбинированных (активных + пассивных) помех

с учетом модуляционных свойств автокомпенсатора в процессе самонастройки.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Пиза Д. М., Чернобородов М. П., Мейстер Ю. Л. Пространственно- (поляризационно-) временная фильтрация сигналов на фоне комбинированных помех. // Радиоэлектроника, информатика, управління. – 2001. – № 2. – С. 41–43.
2. В. А. Лихарев. Цифровые методы и устройства в радиолокации. – М.: Сов. Радио, 1973. – 453 с.

Надійшла 12.07.04
Після доробки 20.05.05

Розглянуто просторовий фільтр із дискретним настроюванням вагових коефіцієнтів. Оцінено ефективність роботи просторового фільтра у різних режимах роботи РЛС. Дано рекомендації з використання алгоритмів роботи формувача вагових коефіцієнтів фільтра в залежності від режимів роботи РЛС.

The spatial filter with discrete adjustment of weight coefficient constructed on the basis of jamming-canceller is considered. The overall performance of the spatial filter in various mode of operations radar is estimated. The recommendations for use of algorithms of jammer-canceller are given depending on modes of operations radar.

УДК 621.313.132

С. В. Плаксин, Ю. В. Шкиль

НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ЭКИПАЖА НА ОСНОВЕ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

Представлена концепция построения информационно-управляющей навигационной системы высокоскоростного наземного транспорта на основе метода измерения фазовых соотношений между сигналами подвижного и неподвижного прецизионных генераторов СВЧ. Предлагается способ управления дискретными путевыми катушками линейного синхронного тягового электродвигателя (ЛСТЭД), учитывающий особенности энергоснабжения двигателя от распределенной фотоэлектрической энергосистемы.

ВВЕДЕНИЕ

К основным направлениям развития современной науки относятся направления, нацеленные на создание экологически чистых технологий, продуктов, материалов и т. д. Так, одним из актуальных направлений развития Евросоюза определен высокоскоростной наземный транспорт (ВСНТ) на экологически рациональных энергосистемах [1]. Одним из видов такого

транспорта является высокоскоростной наземный транспорт на магнитном подвесе. Внедрение этого несомненно перспективного вида транспорта сопряжено с необходимостью разработки системы управления и контроля движения, включая и оперативный контроль состояния путевой структуры [2]. Предлагаемая в данной работе информационно-управляющая навигационная система является составной частью высокоскоростной наземной транспортной системы, электропитание которой осуществляется от распределенной фотоэлектрической энергосистемы, представляющей собой совокупность большого числа расположенных вдоль перегона автономных фотоэлектрических путевых энергоустановок, предназначенных для прямого преобразования солнечного света в электрическую энергию, каждая из которых состоит из фотоэлектрической панели, электрического аккумулятора, инвер-

тора и контроллера и управляется из единого диспетчерского пункта.

1 КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

В основу построения системы положен метод измерения фазовых соотношений сигналов от двух синхронизированных генераторов, один из которых является «опорным» и расположен в пункте управления движением, а второй – «информационным» и расположен на движущемся экипаже. От обоих генераторов сигналы по отдельным линиям связи поступают в пункт управления, где измеряется разность их фаз. Синхронизация генераторов осуществляется посредством спутниковой радионавигационной системы (СРНС). Эта система позволяет вводить в синхронизм генераторы с результирующей нестабильностью частоты до 10–14 [3]. Достигнутый суточный стандартный набег фазы синхронизируемых генераторов составляет 15–30 нс, вследствие чего обусловленная несинхронизмом ошибка определения местоположения экипажа на перегоне не будет превышать 5...10 см. Аппаратно-программное обеспечение системы синхронизации располагается, как показано на рис. 1, в генераторах Г1, Г2 и процессоре 4. Процедура введения генераторов в синхронизм осуществляется автоматически во время остановок экипажа на станциях в соответствии с ал-

горитмами, предусмотренными СРНС. В силу синхронности частот обоих генераторов разность фаз в точке их приема будет зависеть от расстояния между пунктом управления и движущимся экипажем с «информационным» генератором на борту и однозначно связана с положением экипажа на перегоне. Однозначность измерений обеспечивается соответствующим выбором частот. Поскольку скорость получения данных о разности фаз сигналов намного превышает скорость движения, метод позволяет получать данные о параметрах перемещения экипажа в реальном масштабе времени.

Кроме того метод позволяет получить данные об осевом смещении и величине зазора между путевой структурой и экипажем, для чего осуществляется измерение разности фаз сигналов, поступивших от одного «информационного» генератора, но по разным траекториям. Каждый из сигналов, прежде чем попасть на измерительную схему в пункте управления, проходит небольшой участок между экипажем и линией передачи, протяженность которого зависит от степени отклонения экипажа от осевой линии и от величины вертикального зазора.

На пункт управления сигнал от «опорного» генератора поступает по проложенному вдоль путевой структуры отдельному кабелю, сигнал от «информационного» генератора передается по двум коаксиальным

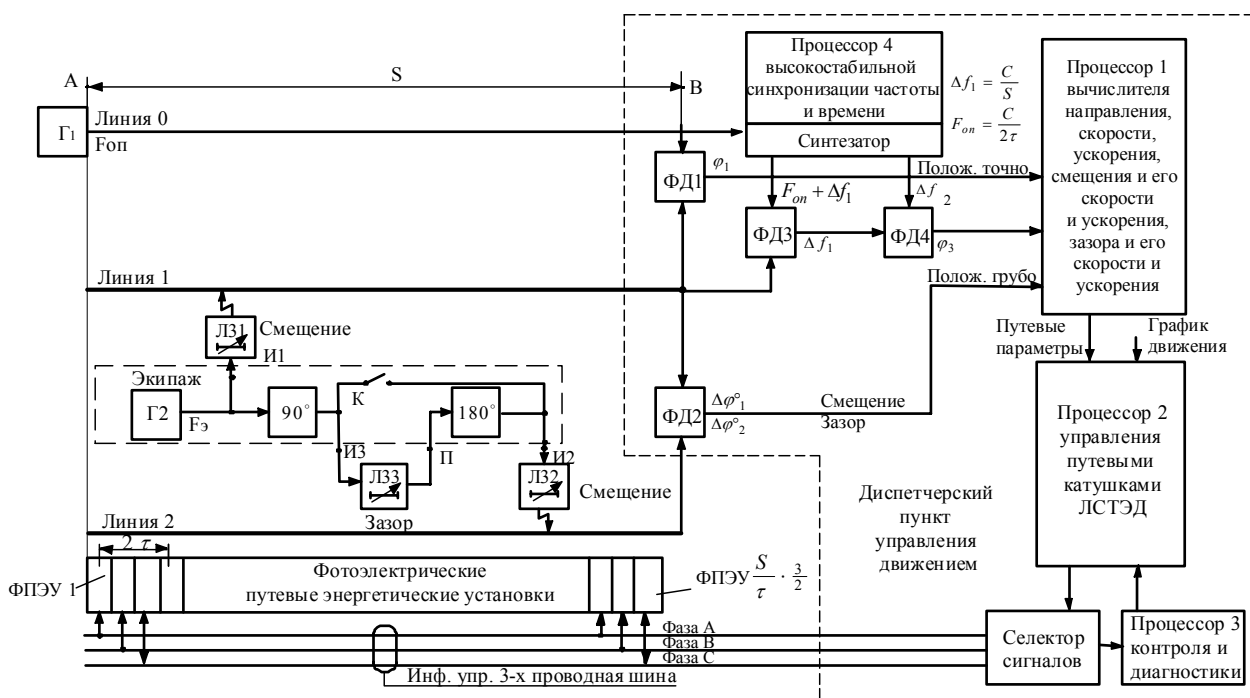


Рисунок 1 – Структурная схема информационно-управляющей системы энергоснабжения магнитолевитирующего транспортного средства

целевым линиям связи, также проложенным вдоль путевой структуры. Коаксиальную целевую линию образуют два цилиндрических проводника, расположенных один внутри другого. Внешний проводник по всей длине имеет щель, посредством которой осуществляется бесконтактная передача электромагнитного излучения от «информационного» генератора в линию связи. Полученная в пункте управления информация о положении экипажа на перегоне используется для формирования сигналов управления путевыми катушками.

Катушки, являясь элементами фотоэлектрических путевых энергетических установок (ФПЭУ), подключены к информационно-управляющей 3-проводной шине. По этой шине к каждой ФПЭУ подается 3-фазный сигнал в диапазоне частот 0–50 Гц, определяющий скорость передвижения экипажа по перегону. Одновременно с пункта управления по двум линиям этой шины на ФПЭУ поступает более высокочастотный сигнал (несколько кГц) включения катушки в момент прохождения экипажем контура этой катушки. Информационным параметром включения катушки является разность фаз сигналов на линиях.

2 КОНТРОЛИРУЕМЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДВИЖЕНИЯ МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ЭКИПАЖА

Основные требования, предъявляемые к системам управления ВСНТ, обобщены в работе [2]. Функциональные узлы системы должны работать в условиях сильных магнитных полей, транспортный экипаж, движущийся со скоростью до 500 км/час, должен левитировать на малых и строго заданных (в интервале 20...150 мм) расстояниях от путевой структуры, профиль движения транспортного средства в горизонтальной плоскости должен повторять профиль путевой структуры. Кроме того, элементы и узлы системы управления должны быть устойчивы к воздействию переменных электрических и магнитных полей, к прогибам путевой структуры, не вносить существенных дополнительных погрешностей и включать технические решения, обеспечивающие устойчивость основных узлов и блоков к механическим и температурным нагрузкам.

Технические требования к системе контроля и управления формулируются, исходя из общих требований, предъявляемых к системам линейного подвеса [4] и включают:

- обеспечение асимптотической устойчивости в установившемся режиме и затухания переходных процессов при максимальном ступенчатом задании воздействия, соответствующего изменению зазора от $\delta_{нач}$ до $\delta_{ном}$ с перерегулированием не более 50 %;
- ограничение амплитуды ускорений экипажа при гармонических воздействиях, обусловленных прогибом

путевой структуры между несущими опорами. Гармонические воздействия на экипаж вызваны периодически неровностями, обусловленными просадкой навесной эстакады между опорами. Современное состояние строительной техники позволяет иметь пути с допуском по вертикали ± 5 мм между опорами, установленными на расстоянии 15 м. Такая волнистость пути, действуя на экипаж, движущийся со скоростью 500 км/час, создает возмущающую круговую частоту порядка 58 рад/с. Удовлетворительно переносимый организмом человека предел знакопеременных ускорений в указанном диапазоне частот составляет 0,3...0,4 м/с². Это означает, что амплитуда вибраций при указанном гармоническом характере изменения неровностей пути на возмущающей частоте должна составлять 0,089 мм. Для выполнения такого требования передаточная функция системы управления по возмущению на указанной частоте должна осуществлять ослабление входного сигнала в 56 и более раз;

- ограничение спектральной плотности мощности ускорений экипажа (без учета требований обеспечения комфорта) при случайных воздействиях в виде неровностей путевой структуры. Неровности путевой структуры также являются причиной возникновения непрерывных случайных дополнительных сил, которые могут существенно влиять на вынужденные колебания экипажа в вертикальной плоскости, нарушающих динамическое равновесие между силами магнитного и гравитационного происхождения. Статистической характеристикой описываемого случайного возмущения в частотной области является спектральная плотность, а плавность движения экипажа оценивается по спектральной плотности мощности ускорений экипажа.

Предлагаемая информационно-управляющая система позволяет контролировать следующие параметры движения магнитолевитирующего экипажа:

- положение экипажа по отношению к полюсному делению 2τ , равному расстоянию между одноименными точками любых двух следующих друг за другом путевых катушек одной силовой фазы линейного синхронного тягового двигателя [5];
- положение экипажа на перегоне;
- направление перемещения;
- скорость экипажа;
- ускорение экипажа;
- величину поперечного смещения;
- скорость поперечного смещения;
- ускорение поперечного смещения;
- направление поперечного смещения;
- величину зазора между экипажем и путевой структурой;
- скорость изменения величины зазора;
- ускорение изменения величины зазора;
- направление изменения величины зазора.

3 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ЭКИПАЖА

Система управления обслуживает перегон длиной S (рис. 1). Между началом перегона (A) и концом перегона (B) вдоль путевой структуры проложены три линии – линия 0, предназначенная для передачи на пункт управления опорного сигнала частотой $F_{оп}$ от генератора Г1, и линии 1 и 2, предназначенные для передачи на пункт управления сигналов от движущегося экипажа. Фазовый детектор ФД1 предназначен для измерения разности фаз на длине 2τ , ФД2 – для измерения разности фаз, обусловленной изменением величин поперечного смещения и вертикального зазора, ФД3 и ФД4 – для измерения разности фаз на длине перегона S , где 2τ – полюсное деление. Синтезатор формирует сетку частот, синхронных с частотой $F_{оп}$. Непосредственно на экипаже размещены генератор Г2, частота которого $F_э$ и начальная фаза «привязаны» к $F_{оп}$, а также фазовращатели на 90° и на 180° , ключ К и переменные линии задержки ЛЗ1, ЛЗ2, ЛЗ3 (рис. 2).

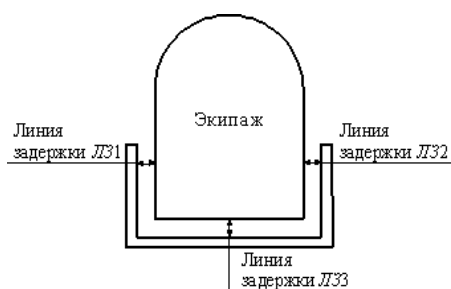


Рисунок 2 – Переменные линии задержки

Линия задержки ЛЗ1 определяется расстоянием между излучателем И1 экипажа и линией 1 (с левой по ходу движения стороны путевой структуры), ЛЗ2 – расстоянием между излучателем И2 экипажа и линией 2 (с правой стороны путевой структуры), ЛЗ3 – расстоянием между излучателем И3 экипажа и приемником П1. Вдоль перегона длиной S установлены фотоэлектрические путевые установки (ФПЭУ) в количестве $\frac{3S}{2\tau}$ штук, содержащие фотоэлектрический модуль, накопитель, инвертор, контроллер и путевую катушку. Управление и контроль ФПЭУ осуществляется из центра управления по 3-проводной информационно-управляющей шине (фазы А, В и С).

Процессоры 1, 2, 3, 4 и селектор сигналов предназначены для проведения численных расчетов, управления, диагностики и контроля, поддержания синхронизма в системах, селекции сигналов в соответствии с

графиком движения и реально измеренными путевыми параметрами при движении экипажа.

4 ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ

4.1 Определение положения экипажа в пределах длины 2τ

Период колебаний опорной частоты $F_{оп}$ задается такой, чтобы период колебаний установившейся стоячей волны соответствовал длине 2τ . Начальная фаза опорной частоты фиксируется и постоянно сохраняется в точке А. Тогда вдоль всего пути следования экипажа по перегону длиной S будут «располагаться» своеобразные реперы с периодом 2τ , четко привязанные к координатам пути. На выходе фазового детектора ФД1 при перемещении экипажа будет наблюдаться с периодом 2τ квазипериодическое напряжение, пропорциональное разности фаз опорной частоты $F_{оп}$ и частоты $F_э$, созданной генератором Г2, размещенном на экипаже. Этот выходной сигнал позволяет однозначно установить положение экипажа в пределах длины 2τ с точностью, задаваемой точностью прибора – фазового детектора ФД1.

4.2 Определение положения экипажа на длине S

Для однозначного определения положения экипажа на длине перегона S необходимо, чтобы расстояние между точками А и В соответствовало длине одного периода колебаний. С этой целью сигналы $F_{оп}$ и $F_э$ с помощью синтезатора преобразуются в сигналы другой частоты (с сохранением существующих фазовых соотношений) так, чтобы выполнялось условие $\Delta f = \frac{c}{S}$, где c – скорость света. Тогда из измерения разности фаз преобразованных сигналов – опорного и сигнала с экипажа – можно однозначно определить положение экипажа на перегоне. Навигация осуществляется следующим образом. В синтезаторе формируются сигналы двух частот, синхронных с частотой $F_{оп}$. Первый сигнал частотой $F_{оп} + \Delta f_1$ поступает на первый вход фазового детектора ФД3, а на второй вход поступает сигнал частотой $F_э$ с линии 1, в результате на выходе ФД3 формируется сигнал с разностной частотой Δf_1 , длина волны которого равна длине перегона, а фаза меняется от 0° до 360° в соответствии с положением экипажа на перегоне. Сигнал частотой Δf_1 поступает на первый вход фазового детектора ФД4, а на второй вход ФД4 поступает сигнал частотой Δf_2 , длина волны которого также равна длине перегона, но с фазой, «привязанной» к сигналу $F_{оп}$. На выходе ФД4 появляется сигнал, пропорциональный разности фаз сигналов

с частотами Δf_1 и Δf_2 , несущий информацию о положении экипажа «грубо», то есть на длине перегона. Имея набор частот Δf_2 , можно с любой наперед заданной точностью определять «грубое» местоположение экипажа.

4.3 Определение направления движения экипажа

О направлении движения экипажа можно судить по знаку алгебраической разности следующих друг за другом значений фаз. Если последующее значение фазы меньше предыдущего, то есть при положительном значении их разности, то экипаж удаляется от точки измерения B , если последующее значение фазы больше предыдущего, то есть при отрицательном значении их разности, экипаж приближается к точке измерения B . Направление движения можно также определять по знаку доплеровской частоты.

4.4 Измерение скорости и ускорения движения экипажа

Скорость перемещения экипажа однозначно связана с относительной скоростью изменения начальных фаз «опорного» и «информационного» сигналов. Из теории сигналов [6] известно, что частота определяется скоростью изменения фазы $\omega = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{t_2 - t_1}$, то есть является первой производной от фазы по времени. Поэтому, измеряя на пункте управления частоту выходного сигнала фазового детектора ФД1 или вычисляя первую производную фазы, можно определить скорость движения экипажа. Предпочтительнее определять скорость как первую производную фазы, поскольку это потребует меньших временных затрат. Следовательно, скорость движения экипажа в любой момент времени вычисляется как первая производная от расстояния по времени в данной точке. Ускорение движения экипажа вычисляется как вторая производная от расстояния по времени в данной точке.

4.5 Измерение величины поперечного смещения

Для определения величины поперечного смещения экипажа от осевой линии сигнал F_3 от генератора Г2, находящегося на борту экипажа, через тройник пропускают по двум отдельным линиям 1 и 2 при замкнутом ключе К. Измерение разности фаз сигналов на фазовом детекторе ФД2 позволяет точно определить величину горизонтального отклонения экипажа. В случае полного совпадения продольной оси экипажа и осевой линии путевой структуры расстояния, проходящие сигналами от генератора Г2 через излучатель И1, линию задержки ЛЗ1, линию 1 и от генератора Г2 через фазовращатель 90° , излучатель И2, линию за-

держки ЛЗ2, будут одинаковыми. На выходе фазового детектора ФД2 эта ситуация будет соответствовать показанию 90° . При любом поперечном отклонении оси экипажа от осевой линии путевой структуры произойдет изменение длины путей, проходимых сигналами по линиям 1 и 2, за счет изменения длины линий задержки ЛЗ1 и ЛЗ2. На выходе фазового детектора это приведет к изменению его показаний на некоторую величину $\Delta\varphi_1^\circ$, пропорциональную величине отклонения, то есть фазовый детектор даст величину $90^\circ \pm \Delta\varphi_1^\circ$.

4.6 Измерение скорости и ускорения поперечного смещения

Аналогично измерению скорости и ускорения движения экипажа, вычисляются скорость и ускорение поперечного смещения, – соответственно, как первая и вторая производная величины поперечного смещения по времени в данный момент времени.

4.7 Определение направления поперечного смещения

На фазовом детекторе ФД2 одновременно с определением величины поперечного смещения фиксируется и направление поперечного смещения по знаку изменения фазы $\Delta\varphi_1^\circ$.

4.8 Измерение величины вертикального зазора между экипажем и путевой структурой

Для определения величины вертикального зазора между экипажем и путевой структурой сигнал F_3 от генератора Г2, находящегося на борту экипажа, через тройник пропускают по двум отдельным линиям 1 и 2 при разомкнутом ключе К. При этом часть сигнала F_3 проходит путь излучатель И1 – линия задержки ЛЗ1 – линия 1, а вторая часть сигнала F_3 проходит путь фазовращатель 90° – излучатель И3 – линия задержки ЛЗ3 (задаваемая величиной зазора) – приемник П1 – фазовращатель 180° – излучатель И2 – линия задержки ЛЗ2 – линия 2. В отсутствие горизонтального смещения при заданном вертикальном зазоре показание фазового детектора будет равно 270° . Любое вертикальное отклонение экипажа зафиксируется на фазовом детекторе ФД2 показанием $270^\circ \pm \Delta\varphi_2^\circ$, где $\Delta\varphi_2^\circ$ – изменение фазы, связанное с прохождением линии задержки ЛЗ3, задаваемой величиной вертикального зазора между экипажем и путевой структурой. Введение фазовращателей 90° и 180° позволило разнести показания фазового детектора, соответствующие измерению горизонтального смещения и вертикального зазора. Действительно, в силу физических ограничений, задаваемых параметрами экипажа, величины фазовых сдвигов $\Delta\varphi_1^\circ$ и $\Delta\varphi_2^\circ$ не могут превысить значение 90° ,

в силу чего диапазон показаний фаз от 0° до 180° соответствует измерению величины горизонтального смещения, а диапазон показаний фаз от 180° до 360° соответствует измерению величины вертикального сдвига экипажа. Для исключения влияния фазового сдвига, связанного с горизонтальным отклонением, на измерение вертикального сдвига следует из показаний фазового детектора при измерении вертикального сдвига вычесть показания фазового детектора, полученные при измерении горизонтального отклонения.

4.9 Измерение скорости и ускорения изменения величины зазора, определение направления изменения вертикального зазора.

Аналогично измерению скорости и ускорения движения экипажа, скорость и ускорение изменения величины зазора вычисляется, соответственно, как первая и вторая производная от величины изменения зазора по времени в данный момент времени.

Направление изменения величины зазора определяется по знаку приращения фазы $\Delta\varphi_2^\circ$.

5 УПРАВЛЕНИЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ПУТЕВЫМИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ УСТАНОВКАМИ (ФПЭУ)

Данные навигационных измерений движения экипажа обрабатываются в процессоре 1 и поступают в виде путевых параметров в процессор 2, в котором запрограммированы график движения и операции функционального контроля системы. На основании обработки этих параметров процессор 2 выдает через селектор сигналов управляющие воздействия на ФПЭУ по 3-проводной шине. По линиям А, В и С поступает трехфазный сигнал, задающий скорость и тяговые усилия экипажа. Одновременно по линии А и по линии В поступают синусоидальные сигналы, фазовые соотношения которых задают включение той или иной ФПЭУ или их групп. По фазе С контрольная информация с каждой ФПЭУ через селектор сигналов поступает на пункт управления.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная концепция построения навигационной системы позволяет решать задачи определения путевых

параметров экипажа, таких как скорость, ускорение, местоположение, а также позволяет контролировать величину поперечного смещения экипажа и его вертикального зазора относительно путевой структуры. Несомненным достоинством навигационной системы является ее сущностная интегрированность в систему управления линейного двигателя, энергообеспечение которого осуществляется экологически чистой, автономной от региональных сетей общего пользования, распределенной фотоэлектрической энергосистемой.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. 6 FP Instruments, Implementing the Priority Thematic Areas of the Sixth Frame Programme // European Commission. Community Research. – 2002. – No 2. – P. 4.
2. Дзензерский В. А., Плаксин С. В., Соколовский И. И. Радиоволновые методы контроля и управления движением магнитолевитирующих транспортных средств // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – Запорожский национальный технический университет. – 2002, № 1. – С. 108.
3. Савчук А. Как выбрать часы для УКРТЕЛЕКОМА? // Сети и телекоммуникации. – 2002, 4 (23). – С. 6–12.
4. Расчет и исследование систем автоматического управления экипажей. Отчет о НИР: Руководитель работ Ю. Л. Бахвалов. Инв. № 02860038765. – Новочеркасск, 1985. – 92 с.
5. Дзензерский В. А., Омеляненко В. И., Васильев С. В., Матин В. И., Сергеев С. А. Высокоскоростной магнитный транспорт с электродинамической левитацией. Киев: Наукова думка, 2001. – 479 с.
6. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.

Надійшла 28.10.04

Після доробки 12.05.05

Представлена концепція побудови інформаційно-управляючої навігаційної системи високошвидкісного наземного транспорту на основі методу вимірювання фазових співвідношень між сигналами рухомого і нерухомого прецизійних генераторів НВЧ. Пропонується спосіб управління дискретними путніми катушками лінійного синхронного тягового електродвигуна (ЛСТЕД), що враховує особливості енергопостачання двигуна від розподіленої фотоелектричної енергосистеми.

Conception of construction of the informative-control navigation system for the high-velocity ground vehicle on the basis of method of measuring of phase correlations between the signals of mobile and immobile high-precision UHF-generators is represented. The method of control of the discrete ground coils of linear synchronous traction electric motor (LSTEM) supplied from the distributed photoenergy system is offered, taking into account the features of energy supply of engine from the distributed photoelectric energy system.

А. Ю. Подчасов, Л. М. Погорелая

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ И ПОДЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ

Разработано устройство, позволяющее контролировать степень заряженности батареи и отображать информацию о ее состоянии на световом индикаторе. При подключении устройства к внешнему источнику питания возможен контроль процесса заряда.

ВВЕДЕНИЕ

С каждым годом увеличивается производство и потребление аккумуляторных батарей и усиливается конкуренция между производителями за рынок сбыта. Завоевывать рынки сбыта и доверие потребителей можно только путем внедрения новых технологий, направленных на повышение качества и надежности батарей. Широкое распространение в последние годы получили необслуживаемые герметичные батареи. Однако эти батареи хотя и более качественны, но и более капризны: они требуют контроля многих параметров – тока, напряжения, температуры – в процессе заряда и разряда. Вследствие герметичности таких батарей определение состояния заряженности также представляет определенную проблему. Поэтому со стороны изготовителей предпринимаются попытки облегчить потребителю эксплуатацию таких батарей, для чего в корпус аккумуляторных батарей монтируются различные электронные устройства мониторинга степени заряженности, которые на основе определенных признаков могут управлять режимами работы или сигнализировать об их состоянии. Разработкой таких устройств («интеллектуальных») занимаются ведущие фирмы по производству аккумуляторных батарей. Фирма «MOTOROLA» выпустила ряд специализированных микросхем для контроля состояния батарей в процессе заряда и разряда [1]. Фирма «PHILIPS» разработала специализированную микросхему, которая следит за степенью заряженности батареи, а при подключении датчика температуры может отслеживать и температуру батареи [2]. В Украине также ведутся работы в этом направлении как на исследовательском, так и на производственном уровнях. Так, Харьковский аккумуляторный завод выпустил новый тип батарей с вмонтированным цифровым датчиком, собранным на основе микропроцессора, который позволяет измерять напряжения на клеммах батареи, контролировать правильность работы генератора для подзаряда батареи во время движения автомобиля, измерять количество запусков двигателя. Устройство

контроля состояния батареи было запатентовано работниками ИТСТ НАН Украины «Трансмаг» [3].

Однако все вышеперечисленные разработки имеют ограниченные функциональные возможности: они осуществляют либо контроль состояния батареи, либо сигнализируют о состоянии батареи, но никак не управляют самим процессом заряда. Отсюда следует необходимость в разработке такого устройства, которое совмещало бы в себе функциональные возможности и тех, и других устройств.

В данной работе предложена конкретная схемотехническая реализация устройства, которое осуществляет как контроль степени заряженности батареи с одновременной световой индикацией, так и при необходимости в автоматическом режиме подзарядку аккумуляторной батареи от внешнего источника напряжения.

1 МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К РАЗРАБОТКЕ УСТРОЙСТВА

Как известно, о степени заряженности батареи принято судить по величине ее внутреннего сопротивления [4], которое представляет собой сумму целого ряда сопротивлений:

$$r_{\text{вн}} = r_{\text{эл}} + r_{\text{а}} + r_{\text{к}} + r_{\text{сеп}} + r_{\text{пер}} + r_{\text{пол}}, \quad (1)$$

где $r_{\text{эл}}$ – сопротивление электролита; $r_{\text{а}}$ и $r_{\text{к}}$ – сопротивление положительного (анода) и отрицательного (катада) электродов; $r_{\text{сеп}}$ – сопротивление сепараторов; $r_{\text{пер}}$ – переходное сопротивление между электролитом и электродами; $r_{\text{пол}}$ – сопротивление поляризации. Однако основной вклад в величину внутреннего сопротивления аккумулятора вносит сопротивление электролита. Поэтому при оценке степени заряженности батареи по величине ее внутреннего сопротивления с достаточной степенью точности можно ограничиться первым слагаемым в выражении (1). В свою очередь сопротивление электролита является функцией температуры и плотности. При фиксированном значении плотности (например, $1,30 \cdot 10^{-3} \text{ кг/м}^3$) изменение температуры от значения, соответствующего минимальному сопротивлению электролита, до минус 30°C приводит к росту сопротивления электролита в девять раз. Зависимость сопротивления электролита от плотности носит экспоненциальный характер, приближаясь к своему минимальному значению при плотности $1,22 \cdot 10^{-3} \text{ кг/м}^3$

(при фиксированной температуре 15 °С), рис. 1. К концу нормального разряда, то есть 100 %-го разряда первоначально полностью заряженной батареи, происходит увеличение внутреннего сопротивления батареи примерно в два раза.

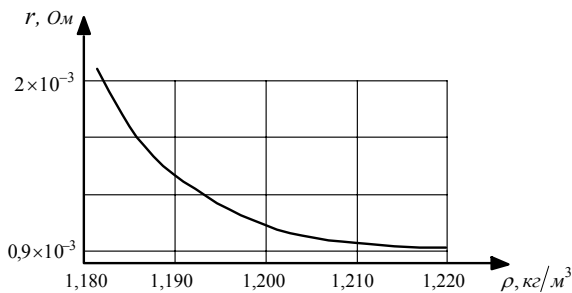


Рисунок 1 – Зависимость сопротивления электролита от плотности электролита

Поскольку внутреннее сопротивление аккумуляторной батареи имеет малую величину, порядка нескольких тысячных долей ома, и, кроме того, батарея герметична, прямое измерение внутреннего сопротивления связано с определенными трудностями, и поэтому его значение определяют расчетным путем.

Полное внутреннее сопротивление аккумулятора при разряде r_p и заряде r_z в соответствии с законом Ома можно определить по формулам:

$$r_p = \frac{E_0 - U_p}{I_p}; \quad (2)$$

$$r_z = \frac{U_z - E_0}{I_z}, \quad (3)$$

где E_0 – равновесная ЭДС ($E_0 = (0,84 + \rho_z) \times n$ [5]; ρ_z – плотность электролита; n – количество аккумуляторов в батарее); U_z, U_p – напряжение на полюсных выводах батареи соответственно при заряде и разряде; I_z, I_p – соответственно зарядный и разрядный токи.

В результате заряда увеличивается электропроводность активных масс и электролита, вследствие чего внутреннее омическое сопротивление аккумулятора уменьшается, при разряде, наоборот сопротивление активных масс и электролита возрастает, а следовательно, возрастает полное внутреннее сопротивление батареи. При фиксированной температуре зависимость степени заряженности батареи от величины ее внутреннего сопротивления с достаточной точностью повторяет зависимость внутреннего сопротивления от величины плотности электролита, то есть является экспоненциальной.

2 ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ «ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ» БАТАРЕИ

Изложенный подход лег в основу разработки и изготовления устройства, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.

Особенностью разработанного нами устройства является то, что заряд батареи осуществляется пульсирующим током в две ступени, а в промежутках между импульсами заряда на батарею подается разрядный импульс. Такая последовательность импульсов нужна для того, чтобы адекватно судить о внутреннем сопротивлении (электропроводности) аккумуляторной батареи, а следовательно, и о степени заряженности. Как следует из выражения (2), по падению напряжения на выводах батареи при разряде можно судить о степени заряженности батареи. Чем меньше падение напряжения на выводах батареи при одном и том же токе разряда, тем меньше внутреннее сопротивление батареи, то есть выше степень ее заряженности.

Устройство имеет четыре внешних вывода: два вывода для подключения к полюсным выводам батареи и два вывода для подключения к внешнему источнику питания. Контроль состояния батареи осуществляется, когда устройство постоянно подключено к клеммам батареи. Каждая ступень заряда и состояния батареи характеризуется своей световой индикацией (различный цвет и разная частота мигания). Если устройство отключено от внешнего источника питания, частота мигания светового индикатора соответствует 10 Гц, если подключено – частота мигания снижается до 1 Гц. За смену частоты мигания индикатора отвечают два мультивибратора, собранные на микросхемах DD5, DD6. Силовая часть устройства, через которую протекает зарядный ток, собрана на параллельно включенных транзисторах VT2, VT3, в цепи эмиттеров этих транзисторов включены резисторы, ограничивающие зарядный ток. Разрядная часть собрана на транзисторе VT5, в цепь коллектора которого также включен ограничивающий ток резистор.

Измерение напряжения происходит в конце импульса разряда. В этот момент напряжение на клеммах батареи сравнивается с опорным напряжением. И в зависимости от величины напряжения на клеммах изменяется состояние компараторов, собранных на микросхеме DA1. Соответствующее состояние компаратора по переднему фронту импульса заряда переписывается в триггер DD3. Дальнейшая работа устройства зависит от записи, сделанной в триггеры: батарея будет включена на заряд то ли на одну ступень, то ли на две.

Все возможные режимы работы устройства приведены на рис. 3.

Если напряжение на батарее под нагрузкой снизилось ниже 12,0 В, компараторы DA1 (выходы 7, 8) ус- танавливаются в «единичное» состояние. По первому

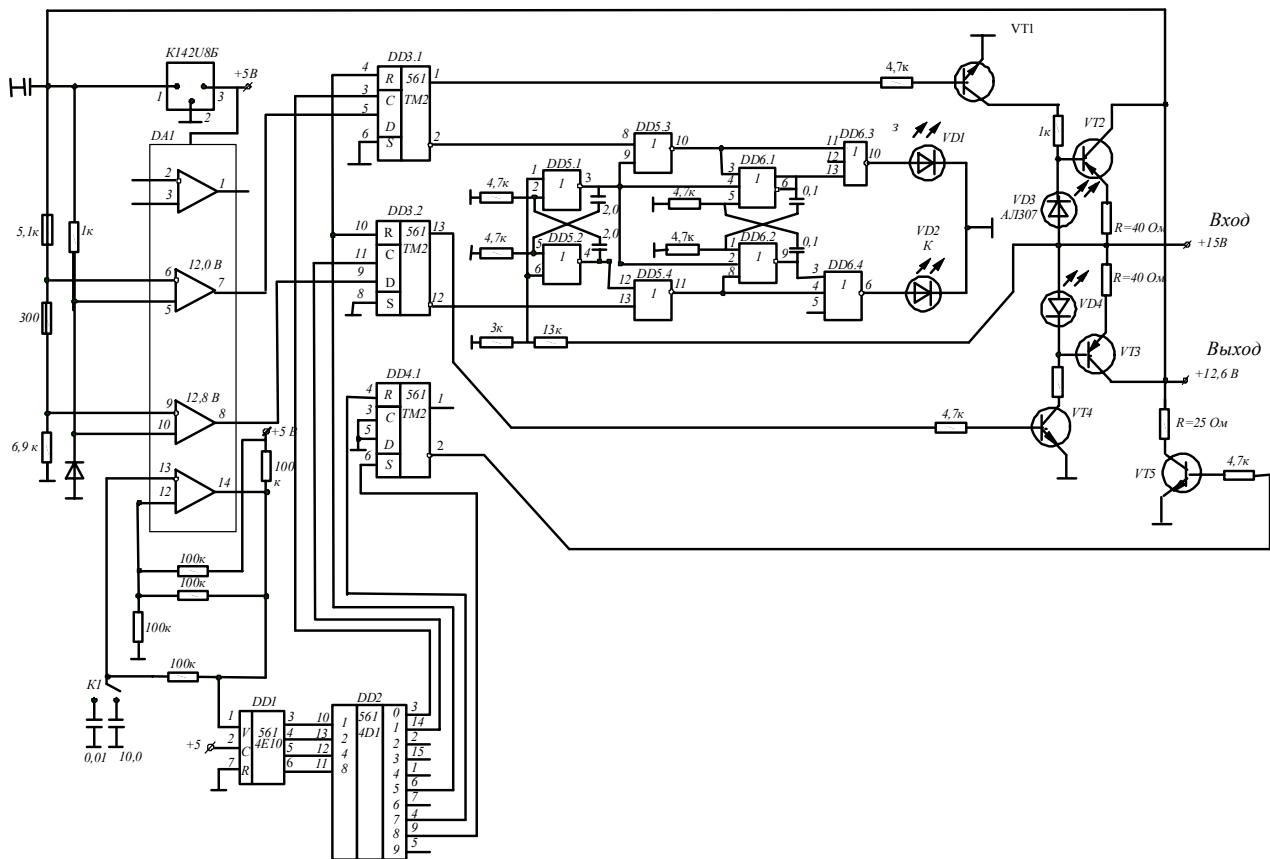


Рисунок 2 – Принципиальная схема устройства оценки состояния и подзарядки батареи

импульсу в триггер DD3.1 записывается первая «единица», по второму импульсу в триггер DD3.2 записывается вторая «единица». Переход триггеров в единичное состояние вызывает включение максимального тока заряда, рис. 3 (ж, з). Этот режим характеризуется мигающим красным светом индикатора VD2. Заряд максимальным током продолжается до тех пор, пока под нагрузкой напряжение на клеммах батареи не достигнет величины 12,0 В.

По достижении напряжения на нагруженной батарее 12,0 В в триггер DD3.1 запишется «ноль», и такое состояние триггера вызовет переключение тока заряда – он уменьшится в два раза. При этом цвет мигания сменится с красного на оранжевый за счет поочередного включения красного и зеленого индикаторов VD1, VD2.

Весь процесс заряда заканчивается после того, как напряжение на батарее под нагрузкой установится на уровне не ниже 12,8 В, о чем проинформирует мигание зеленым цветом индикатора VD1. Процесс заряда будет автоматически возобновляться, как только напряжение на батарее вновь снизится ниже 12,8 В, при условии подключения устройства к внешнему источнику питания.

Состоянием триггеров DD3, DD4 управляет дешифратор DD2, на выходе которого поочередно появляются импульсы управления, рис. 3 (б–е). Импульсы управления дешифратора DD2 с выходов 3 и 14 включают ток заряда, с выхода 6 выключают ток заряда, с выходов 4 и 9 включают и выключают ток разряда. Все интервалы времени, в том числе времена заряда и разряда, определяются задающим генератором, собранным на операционном усилителе DA 1.4. Конструктивно данное устройство может быть смонтировано в крышку моноблока батареи (рис. 4, а) в соответствии со схемой, приведенной на рис. 4, б.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработанное импульсное зарядное устройство позволяет по измеренным значениям тока и напряжения на клеммах батареи при каждом импульсе разряда оценивать величину полного внутреннего сопротивления батареи $r_{вн}$, а следовательно, состояние батареи и в соответствии с текущим состоянием при необходимости автоматически производить подзаряд батареи.

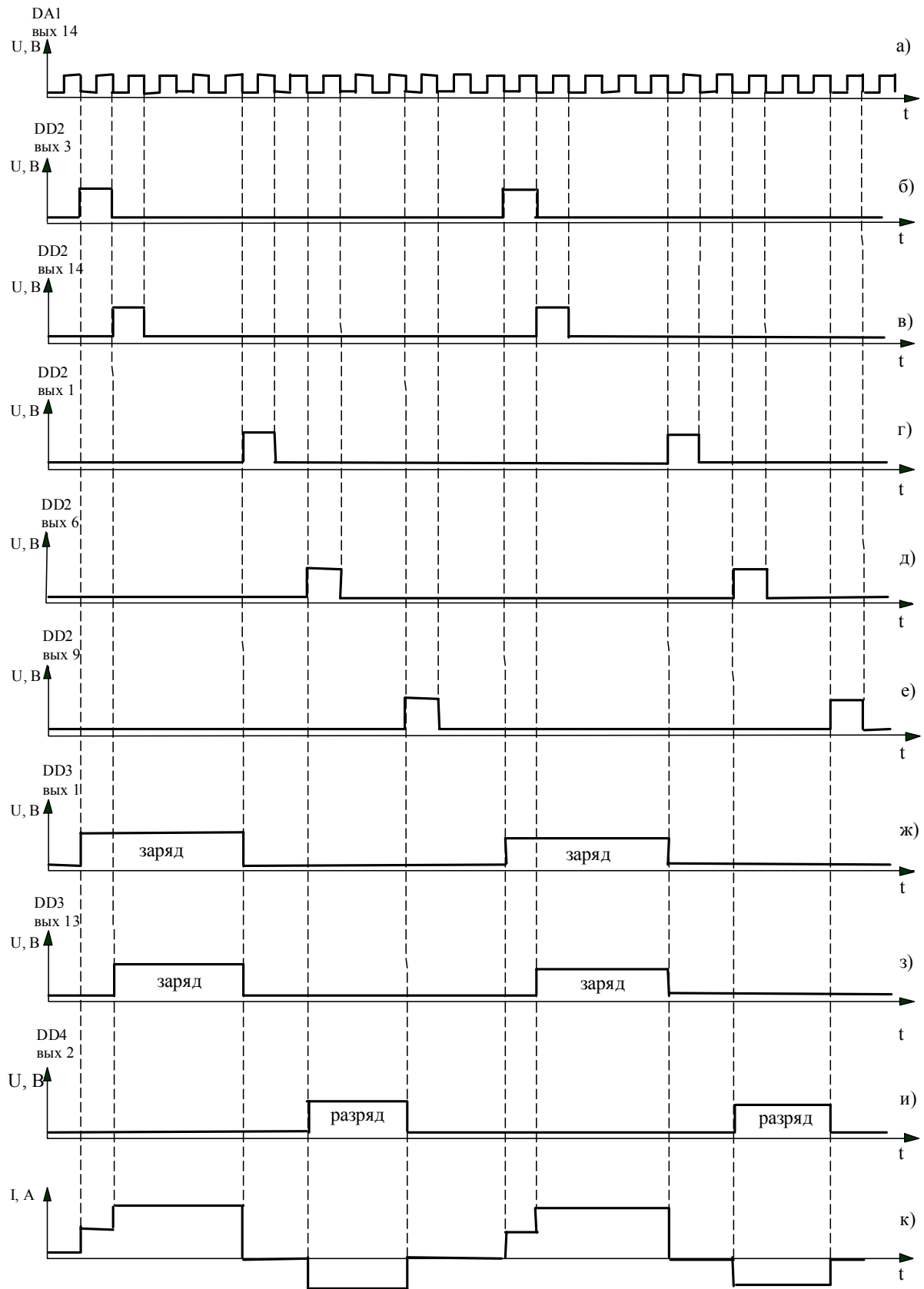
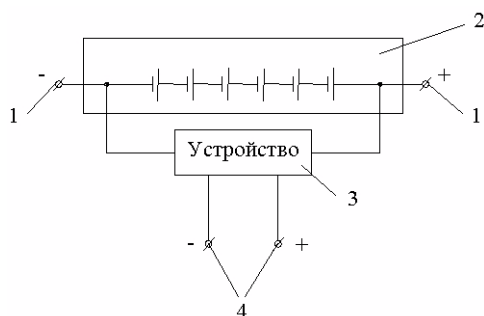


Рисунок 3 – Схема режимов работы импульсного зарядного устройства



а)



1 – полюсные выводы батарей «+» и «-», 2 – аккумуляторная батарея, 3 – устройство контроля режимов работы и подзаряда батареи, 4 – выводы для подключения к внешнему источнику питания

б)

Рисунок 4 – Схема подключения импульсного зарядного устройства к аккумуляторной батарее

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Иванов В. С., Панфилов Д. И. Компоненты силовой электроники фирмы «MOTOROLA». – М.: ДОДЭКА, 1998. – 144 с.
2. Голутвин В. Зарядное устройство для Ni-Cd и Ni-MH аккумуляторов на микросхеме TEA 1101. – Радио. – № 6. – 2003. – С. 25–26.
3. Пат. України № 57983 МПК H01M10/44, H02J7/16. Пристрій для обмеження розрядки і підзарядки акумуляторної батареї / В. О. Дзензерський, І. І. Соколовський, С. В. Плаксін, Ю. В. Шкіль. – БИ № 7. – 15.07.2003.
4. Вайлов А. М., Эйгель Ф. И. Автоматизация контроля и обслуживания аккумуляторных батарей. М.: Связь, 1975. – 152 с.
5. Дасоян М. А., Курзунов Н. И., Тютрюмов О. С., Ягнятинский В. М. Стартерные аккумуляторные батареи: Устройство, эксплуатация и ремонт. – М.: Транспорт, 1991. – 255 с.

Надійшла 15.09.04

Після доробки 26.04.05

Розроблений пристрій, що дозволяє контролювати ступінь зарядженості батареї і відобразити інформацію про її стан на світловому індикаторі. При підключенні пристрою до зовнішнього джерела живлення можливий контроль процесу заряду.

The device allowing to control the degree of charging of battery and represent information about its state on a light indicator is developed. At connecting of device to the outsourcing of supply the control of process of charge is possible.

УДК 621.396.96.01

В. П. Прокофьев

ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ РЛС НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ СТОХАСТИЧЕСКОЙ АППРОКСИМАЦИИ

Предложено новое решение задачи технико-экономического проектирования РЛС на основе теории стохастической аппроксимации, ранее не применявшейся в подобной постановке. Показано, что прямые вероятностные методы стохастического программирования эффективны в решении практических задач технико-экономического проектирования РЛС. Получены алгоритмы, на основе методов конечно-разностной аппроксимации и невыпуклого стохастического программирования, позволяющие перейти к решению конкретных задач проектирования сложных радиолокационных систем.

ВВЕДЕНИЕ

Основной задачей в вопросе построения РЛС различных классов является обеспечение тактико-тех-

нических требований, заданных заказчиком. При этом выбор конкретных решений в существенной степени зависит от опыта разработчиков, таланта и интуиции главного конструктора, т. е. достаточно субъективных факторов.

Анализ ситуации, сложившейся в вопросах проектирования РЛС, показывает, что при проектировании еще в недостаточной степени используются возможности оптимизационных методов. Особенно остро этот недостаток проявляется на этапах системного проектирования. Именно они имеют ключевое значение для формирования структуры РЛС, особенно таких сложных как РЛС противоракетной обороны, РЛС противокосмической обороны, загоризонтные РЛС и, в конечном счете, для достижения требуемых тактико-

технических характеристик в условиях существующих ограничений различного рода (тактических, аппаратных, технических, алгоритмических, эксплуатационных, массогабаритных, стоимостных и пр.).

Применяемые в настоящее время решения в значительной мере основываются на традиционных экстремальных задачах математической статистики и теории статистических решений [1, 2]. Решение задач на основе данных методов осуществляется в предположении априорного знания законов распределения случайных функций и величин, входящих в модель. Однако практически всегда все или некоторые из этих распределений известны не полностью. Кроме того, в ряде случаев априорные распределения могут в процессе работы радиолокатора изменяться по неизвестным законам, а степень неполноты априорной информации может варьироваться в широких пределах. Поэтому на основе традиционных методов решений даже в принципе нельзя создать такую единую теорию, которая охватывала бы все возможные случаи неполноты априорной информации и была бы достаточно эффективной. Можно указать лишь отдельные классы явлений и некоторые теоретические методы, в той или иной мере соответствующие каждому из этих классов или некоторой группе классов.

В области синтеза сложных технических систем получили развитие несколько подходов к решению оптимизационных задач в условиях неполной априорной информации [3]. Анализ сложившейся ситуации говорит об актуальности разработки моделей, предназначенных для проектирования сложных систем с учетом особенностей их реализации на основе прямых методов стохастического проектирования [4], в частности, с использованием теории стохастической аппроксимации [5].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Модели оптимального проектирования сложных технических систем рассмотрим на примере проектирования РЛС в соответствии с критерием эффективность-стоимость. Обозначим через вектор $X = (x_1, \dots, x_n)$ технические параметры РЛС. Эти характеристики должны выбираться из некоторого множества X , характеризуемого также стоимостными характеристиками, выделенными на создание и производство РЛС.

Оценим эффективность проектируемой РЛС. Очевидно, что она зависит от параметров X , условий внешней обстановки (воздушная, сигнально-помеховая обстановка) и от искусства управления РЛС. Обозначим через s -индекс внешней обстановки θ , через $y = (y_1, \dots, y_m)$ – вектор управления РЛС, через

$f(x, y, \theta^S)$ – ущерб при параметрах X , управлении y , внешней обстановке θ^S .

Задача оптимального управления РЛС будет состоять в минимизации ущерба в изменяющихся условиях θ^S , т. е. управление представимо как вектор, зависящий от X и θ^S :

$$y(X, \theta^S) = \operatorname{argmin}_{y \in Y} f(x, y, \theta^S),$$

где Y – множество допустимых управлений, в общем случае зависящее от X .

Задача проектирования РЛС может быть сформулирована как задача соизмерения затрат на создание РЛС $q(X)$ с ее характеристиками, выражающимися посредством функции $f(x, y, \theta^S)$.

МОДЕЛИ ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ. АЛГОРИТМЫ РЕШЕНИЯ

Модель технико-экономического проектирования РЛС имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} F(x) &= q(x) + E f(x, y(x, \theta^S), \theta^S) = \\ &= q(x) + E \min_{y \in Y} f(x, y, \theta^S) \rightarrow \min_{x \in X}, \end{aligned} \quad (1)$$

где E – символ математического ожидания.

На примере математической модели (1) можно отметить следующие особенности оптимального проектирования:

- необходим учет случайных векторов θ^S , оказывающих влияние на функционирование системы;
- оптимальное управление РЛС рассматривается как функция от этих факторов θ^S , $y(x, \theta^S)$;
- вектор X должен учитывать качество управления.

Эти особенности имеют общий характер при проектировании сложных технических систем. Управление сложными системами происходит путём оптимизации параметров систем, варьирование которыми влияет на эффективность ее функционирования.

Рассмотрим техническую систему, работающую в условиях, определяемых входным сигналом управления $y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$, который, в общем случае, является случайной вектор-функцией. Выходной сигнал $Z = (Z_1, \dots, Z_m)$ – совокупность сигналов (результатов) работы системы, определяемых сигналом y .

Оптимизация формально описанной системы основывается на сравнении реального выходного сигнала Z системы с требуемым сигналом y^* . Реализация сигнала

y^* зависит от особенностей описываемой системы, в частности, это могут быть значения входного сигнала или реализация имитационной модели упрощенной оптимальной системы.

При заданной характеристике входного сигнала управления у характеристики выходного сигнала Z полностью определяется оператором:

$$Z = A(y, Z, t). \quad (2)$$

Будем считать, что в заданных условиях работы и при указанных требованиях, управлять качеством системы можно путем изменения оператора $A(y, Z, t)$. Изменить оператор $A(y, Z, t)$ можно путем изменения некоторых управляющих параметров, определяющихся управляющей матрицей системы. Физически элементами матрицы являются числовые значения некоторых параметров. Таким образом, выходной сигнал Z системы зависит от управляющей матрицы:

$$Z = A(y, Z, X, t).$$

Наличие отклонения реального выходного сигнала Z от требуемого y^* свидетельствует о потере качества. Для придания отклонениям свойства измеримости будем пользоваться функцией потерь $f(Z, y^*)$, конкретный вид которой зависит от характера задачи. В общем случае, учитывая влияние случайных факторов на функционирование системы и на формирование сигналов, под критерием оптимальности можно понимать минимизацию средних потерь, т. е.:

$$F(Z) = Ef(Z, y^*, \theta^S) \rightarrow \min_Z. \quad (3)$$

При конкретном выборе функции $f(Z, y^*)$, получим:

$$F(x) = E \sum_i (Z_i(x, y) - y^*_i) \rightarrow \min_i, \quad (3a)$$

$$F(x) = E \max_i |Z_i(x, y) - y^*_i| \rightarrow \min_x. \quad (3б)$$

Задача (3), с учетом определения математического ожидания, имеет вид:

$$F(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int f(Z, y^*, \eta, x) dH(x) \rightarrow \min_x,$$

где $\eta = (\eta_1, \dots, \eta^p)$ – вектор ошибок параметров управления; $H(x)$ – функция распределения вектора ошибок.

При заданных x , моделируя η , можно имитировать динамику системы и вычислять $f(Z, y^*)$.

Z – в общем случае является случайной величиной, неявно зависящей от параметров. Следует отметить, что, во-первых, помехи, в виде шумов во входном сигнале, в конечном счете, накладываются на управляющие параметры x , и, во-вторых, последовательность векторов $\{y^*_n\}_{n=1}^N$, вообще говоря, случайна.

В [3] и [6] приведены алгоритмы нахождения допустимых значений параметров для «наилучшего», в некотором смысле, функционирования системы, которые основываются на доступности характеристик случайных величин. Но необходимо отметить, что даже в случае адекватного выбора характеристик реальным реализациям, можно говорить о эффективности функционирования системы лишь в некоторых пределах изменения характеристик случайных параметров.

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ МОДЕЛЕЙ

Задачи (1) и (3) – сложные экстремальные задачи. Трудность их решения заключается в том, что практически невозможно определить явный вид функции $F(x)$. В общем случае $F(x)$ является многократным интегралом по вероятностной мере, зависящим от векторного параметра θ^S . При этом кратность интеграла равна количеству случайных величин, фигурирующих в задаче. Поскольку количество случайных параметров в практических задачах может превышать величину порядка 100, анализ таких задач обычными методами представляется бесперспективным.

С учетом вышесказанного, применение для решения задач (1) и (3) прямых вероятностных методов стохастического программирования (движение в случайном направлении, являющимся статистической оценкой градиента) представляется актуальным и перспективным.

Проанализируем возможные пути практической реализации модели (1). Отметим, что функция $F(x)$ не будет непрерывно дифференцируемой даже при достаточно гладких $f(x, y, \theta^S)$, т. к. под знаком математического ожидания присутствует операция отыскания минимума. Предположим, что функция $f(x, y, \theta^S)$ выпукла по x при фиксированных y и θ^S . В случае, если множество допустимых значений позволяет представление задачи (1) в виде

$$f_0(x, y, \theta^S) \rightarrow \min_y \quad (4)$$

при ограничениях

$$f_i(x, y, \theta^S) \geq 0,$$

то можно воспользоваться стохастическим аналогом теоремы Куна-Таккера. Пусть $y(x, \theta^S)$ – оптимальное решение задачи (4), рассмотрим

$$F(x) = Ef_0(x, y(x, \theta^S), \theta^S) \rightarrow \min_x, \quad x \in X$$

и обозначим вектором $(y(x, \theta^S), u(x, \theta^S))$ седловую точку задачи (4). Тогда стохастический обобщенный градиент записывается в виде:

$$\xi^S = \overset{\Delta}{\nabla}_x f_0(x^S, y(x^S, \theta^S), \theta^S) + \sum_i u_i(x^S, \theta^S) \overset{\Delta}{\nabla}_x f_i(x^S, y(x^S, \theta^S), \theta^S). \quad (5)$$

В случае, если использование представления (4) затруднено в силу специфических особенностей функции $f(x, y, \theta^S)$, то для решения (1) можно применить методы конечно-разностной аппроксимации. Предположим, что X и Y – выпуклые, ограниченные, замкнутые множества и пусть для каждого X и θ существует решение задачи:

$$y(x, \theta) = \min_{y \in Y} f(x, y, \theta^S).$$

Тогда для минимизации функции вида (1) можно применить следующее рекуррентное соотношение [11]:

$$x^{k+1} = \pi_x(x^k - \rho_x \xi^S(x^k, \alpha^k)), \quad (6)$$

где случайный вектор $\xi^S(x^k, \alpha^k)$ может быть определен по одной из следующих формул:

$$\xi^S(x^k, \alpha^k) = \sum_i \frac{f(\tilde{x}^k + \Delta_k \mu_i^k, y(x^k, \theta^k), \theta^k) - f(\tilde{x}^k, y(x^k, \theta^k), \theta)}{\Delta_k} l_i,$$

$$\xi^S(x^k, \alpha^k) = \frac{1}{2\alpha^k} \sum_i [f(\tilde{x}_1^k, \dots, x_i^k + \alpha^k, \dots, x_n^k, y(x^k, \theta^k), \theta^k)] - f(\tilde{x}_1^k, \dots, x_i^k - \alpha^k, \dots, \tilde{x}_n^k, y(x^k, \theta^k), \theta^k) l_i.$$

В (6) представлена обобщенная процедура итерационного процесса, где x^{k+1} , x^k – соответствующие приближения к оптимальному решению на $(k+1)$ -й и k -й итерациях; $\pi_x(\bullet)$ – операция проектирования на множество допустимых значений, β_k – шаговый множитель.

При этом на параметры ρ , α и Δ накладываются следующие условия:

$$\sum_{k=0}^{\infty} \rho_k = \infty, \quad \sum_{k=0}^{\infty} \rho_k^2 < \infty, \quad \frac{\Delta_k}{\alpha_k} \rightarrow 0, \quad \alpha_k \rightarrow 0,$$

которые гарантируют принадлежность предельных точек последовательности $\{x^k\}$, определяемой в соответствии с (6), множеству минимумов функции (1).

Сделаем ряд уточняющих пояснений. Вообще говоря, процедура (6) является сходящейся в случае локально липшицевых функций $F(x)$. В случае, если не удастся показать выполнение условия Липшица для функции $F(x)$, то можно использовать следующий прием: применить в качестве конечно-разностной аппроксимации направления спуска случайный вектор:

$$\xi(s) = \sum_{j=1}^n \frac{F(x^S - h^S + \Delta_s l^j) - F(x^S + h^S)}{\Delta_s} l_j,$$

где h^S – случайная помеха.

При этом условное математическое ожидание $E(\xi(s), x^S)$ является конечно-разностной аппроксимацией градиента свертки $F(x, s) = \int F(x-h) dH_S(h)$ в точке x^S , где $H_S(h)$ – функция распределения h^S , которую можно подобрать так, чтобы $F^S(x)$ оказалась локально липшицевой и $F^S(x) \rightarrow F(x)$ при $s \rightarrow \infty$, а это наряду с условиями $\sum_{k=0}^{\infty} \rho_k = \infty$ и $\sum_{k=0}^{\infty} \rho_k^2 < \infty$, дает возможность утверждать о сходимости процедуры (6) к решениям задачи (1).

Представляет интерес исследование возможных путей реализации задачи (3) при условиях невыпуклости и недифференцируемости функции $F(x)$. Задача невыпуклого стохастического программирования:

$$F(x) = Ef(x, \theta) \rightarrow \min, \quad h(x) \leq 0, \quad x \in E_n, \quad \theta \in \Omega, \quad (7)$$

Ω – вероятностное пространство.

$f(x)$ – обобщенно дифференцируема, если в некоторой окрестности X определено такое полунепрерывное сверху в X многозначное отображение G_f , что его значение $G_f(y)$, $y \in E_n$ является непустым, ограниченным, выпуклым, замкнутым множеством, и в окрестности точки x справедливо разложение:

$$f(y) = f(x) + (g, y-x) + 0(x, y, g), \quad g \in G_f(y), \quad (8)$$

где функция $0(x, y, g)$ удовлетворяет условию:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} (0(x, y^k, g^k) / \|y^k - x\|) = 0, \quad (9)$$

векторы $g \in G_f(y)$ – псевдоградиенты (обобщенные градиенты) функции $f(x)$ в точке y .

Для пояснення смисла представлення (8) докажем следующую лемму:

Лемма 1. Непрерывно дифференцируемые функции обобщенно дифференцируемы, а их градиенты можно взять в качестве псевдоградиентов.

Доказательство. Пусть функция $f(y)$ непрерывно дифференцируема, а $g(y)$ – ее градиент. Тогда в каждой точке $x \in E_n$ имеет место разложение:

$$f(y) = f(x) + (g(x), y - x) + 0(\|y - x\|) = f(x) + (g(y), y - x) + 0(x, y, g),$$

где $0(x, y, g) = (g(x) - g(y), y - x) + 0(\|y - x\|)$ удовлетворяет условию (9).

Теорема 1. Пусть (Ω, Σ, P) – вероятностное пространство. Функция $f(x, \theta): E_n \times \Omega \rightarrow E_1$ обобщенно дифференцируема по $x \in E_n$ для $\theta \in \Omega$ и интегрируема по $\theta \in \Omega$ для $x \in E_n$, $G_f: E_n \times \Omega \rightarrow 2^{E_n}$ ее измеримое по θ при каждом x псевдоградиентное отображение (например, $G_f(x, \theta): \partial f(x, \theta)$). Пусть для каждого компакта $K \in E_n$ существует интегрируемая функция $L_k(\theta)$ такая, что

$$\sup\{\|g\|/g \in G_f(x, \theta), x \in K\} \leq L_k(\theta).$$

Тогда $F(x) = \int f(x, \theta)P(d\theta)$ обобщенно дифференцируемая и $x \rightarrow G_f(x) = \int f(x, \theta)P(d\theta)$ некоторое псевдоградиентное отображение для $F(x)$.

Доказательство. Необходимо доказать, что:

1. Отображение $G_f: E_n \rightarrow 2^{E_n}$ – полунепрерывное сверху;
2. Множества $G_f(x)$ непусты, выпуклы и компактны;
3. Справедливо разложение

$$F(y) = F(x) + (g, y - x) + 0(x, y, g).$$

Первое утверждение следует из леммы 1, второе – из теории, изложенной в [8]. Следовательно, необходимо показать справедливость разложения (8), где $0(x, y^k, g^k)/\|y^k - x\| \rightarrow 0$ для любых последовательностей $y^k \rightarrow x$ и $g^k \in G_f(y^k)$.

Для каждого $g \in G_f(y)$ существует интегрируемое сечение $g_y(e)$ отображение $G(y, \bullet)$, такое, что $g = E g_y(\theta) = \int_{\theta} g_y(\theta)P(d\theta)$.

В силу обобщенной дифференцируемости $f(\bullet, \theta)$ справедливо разложение

$$f(y, \theta) = f(x, \theta) + (g, y - x) + 0(x, y, g; \theta), \quad (10)$$

где $0(x, y, g; \theta)/\|y - x\| \rightarrow 0$ при произвольных $y \rightarrow x$ и $g \in G_f(y, \theta)$.

Подставим $g_y(\theta)$ в (10):

$$f(y, \theta) = f(x, \theta) + (g_y(\theta), y - x) + 0(x, y, g_y(\theta); \theta). \quad (11)$$

Очевидно $0(x, y, g_y(\theta); \theta)$ интегрируема при интегрируемых $g_y(\theta)$. Проинтегрируем (11):

$$0(x, y, g) = F(y) - F(x) - (g, y - x) = \int_{\theta} 0(x, y, g_y(\theta); \theta)P(d\theta),$$

где $g = E g_y(\theta)$.

Пусть заданы последовательности $y^k \rightarrow x$ и $g^k \in G_f(y^k)$, покажем, что $0(x, y^k, g^k)/\|y^k - x\| \rightarrow 0$.

Для каждого $g^k \in G_f(y^k)$ существует интегрируемое сечение $g^k(\theta)$, такое, что $g^k = \int_{\theta} g^k(\theta)P(d\theta)$. Пусть $\|y^k - x\| < \varepsilon$. Так как

$$|0(x, y^k, g^k(\theta); \theta)|/\|y^k - x\| \leq L_{\varepsilon}(\theta),$$

где $L_{\varepsilon}(\theta)$ интегрируемая функция и $0(x, y^k, g^k(\theta); \theta)/\|y^k - x\| \rightarrow 0$ при $k \rightarrow \infty$ для всех θ , то в силу теоремы Лебега о предельном переходе под знаком интеграла

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{0(x, y^k, g^k)}{\|y^k - x\|} = \int_{\theta} \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{0(x, y^k, g^k(\theta); \theta)}{\|y^k - x\|} P(d\theta) = 0.$$

Таким образом, наиболее общий алгоритм решения стохастической задачи вида (7) имеет вид

$$x^{\circ} \in E_n, \quad x^{k+1} = x^k - \rho_k g(x^k, \theta^k), \quad k = 0, 1, 2, \dots, \quad (12)$$

где x° – начальное приближение, x^k и x^{k+1} – последовательные приближения к решению задачи, ρ_k – шаговой множитель, θ – независимая реализация случайного параметра $\theta \in \Omega$, $g(x^k, \theta^k)$ – градиент подинтегральной функции $f(x, \theta^k)$ в точке x^k , являющейся стохастической оценкой градиента минимизируемой функции $F(x)$.

Чтобы для анализа траекторий $\{x^k(\omega)\}$ алгоритма (12) можно было применять методы теории случайных процессов, необходимо прежде всего быть уверенным в измеримости $\{x^k(\omega)\}$ как функции на $(\theta, \Sigma_{\omega})$, где ω – последовательность $\{\theta^k\}$, $(\theta, \Sigma_{\omega})$ – измеримое пространство, являющееся прямым счетным произведением измеримых пространств (Ω, Σ) . Измеримость траекторий алгоритма (12) доказывается рекуррентно.

Функция $x^\circ(\omega) = x^\circ$ измерима как константа. Если $x^k(\omega)$ измерима, то $g^k(\omega) = g(x^k(\omega), \theta)$ измерима как суперпозиция измеримого отображения, следовательно, вектор-функция $x^{k+1}(\omega)$ также измерима.

Таким образом, при построении методов стохастической оптимизации существенную роль играют измеримые по совокупности детерминированных и случайных переменных сечения обобщенно градиентных отображений функций, стоящих под знаком математического ожидания. Вопросы существования и вычисления таких сечений рассмотрены в [8]. В настоящее время достаточно исследованы методы решения задач выпуклого стохастического программирования [4] и задач стохастического программирования со слабо выпуклыми функциями [9].

Остановимся более подробно на методах решения задач невыпуклого стохастического программирования с негладкими функциями. С этой целью применим для решения задачи (3) метод стохастической аппроксимации Кифера-Вольховица с небольшим видоизменением процедуры. Применение метода основано на процедуре сглаживания функций $F(x) = Ef(X, \theta)$ последовательностью функций вида:

$$F(x, \mu) = \frac{1}{(2\mu_s)^n} \int_{x_1-\mu_s}^{x_1+\mu_s} \int_{x_n-\mu_s}^{x_n+\mu_s} F(y_1, \dots, y_n) dy_1, \dots, dy_n, \quad (13)$$

сходящихся к $F(x)$ при $\mu_s \rightarrow 0$.

Если задачу (3) решать стохастическими квазиградиентными методами, то в качестве оценки градиента функции $F(x)$ можно использовать оценку градиента функции $F(x, \mu)$, удовлетворяющую условию:

$$E(\xi(x, \mu)/x) = \nabla F(x, \mu). \quad (14)$$

Частная производная $\partial F(x, \mu)/\partial x_1$ функции $F(x, \mu)$ вычисляются по формуле [5]:

$$\frac{\partial F(x, \mu)}{\partial x_1} = \frac{1}{(2\mu)^n} \times \int_{x_2-\mu}^{x_2+\mu} \int_{x_n-\mu}^{x_n+\mu} [F(x_1+\mu, y_2, \dots, y_n) - F(x_1-\mu, y_2, \dots, y_n)] \times dy_2, \dots, dy_n.$$

Градиент функции $F(x, \mu)$ можно выразить иначе:

$$\nabla F(x, \mu) = \frac{1}{(2\mu)^n} \int_{-\mu}^{\mu} g(x+y) dy_1, \dots, dy_n, \quad (15)$$

где $g(x+y)$ – произвольное псевдоградиентное отображение функции $F(x, \mu)$.

Сложность использования $\nabla F(x, \mu)$ в процессе минимизации функций вида (3) связана с трудностью вычисления многомерных интегралов в (15), поэтому в качестве оценки градиента будем использовать формулу [5]:

$$\xi(x, \mu) = \frac{1}{2\mu} \times \sum_i [f(\tilde{x}_1, \dots, x_i + \mu, \dots, \tilde{x}_n) - f(\tilde{x}_1, \dots, x_i - \mu, \dots, \tilde{x}_n)] e_i, \quad (16)$$

где \tilde{x}_i – независимые случайные величины, равномерно распределенные на отрезке $[x_i - \mu, x_i + \mu]$.

Можно проверить, что случайный вектор $\xi(x, \mu)$, определенный формулой (16), удовлетворяет (14).

Если последовательность $\{x^k\}$ определить через рекуррентное соотношение

$$x^{k+1} = x^k - \rho_k \xi(x^k, \mu_k), \quad (17)$$

где вектор $\xi(x^k, \mu_k)$ вычисляется по (16), то справедливо (10).

Теорема 2. При выполнении следующих условий:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \rho_k = \infty \text{ и } \sum_{k=1}^{\infty} \rho_k^2 < \infty, \quad \rho_k/\mu_k \rightarrow 0, \quad \mu_k \rightarrow 0, \quad \frac{|\mu_k - \mu_{k+1}|}{\rho_k} \rightarrow 0 \quad (18)$$

предельные точки последовательности $\{x^k\}$ с вероятностью 1 принадлежат множеству $x^* = \{x^* | 0 \in \partial F(x^*)\}$ и последовательность $\{F(x^k)\}$ сходится с вероятностью 1.

Более конкретно теорема гарантирует выполнение с вероятностью 1 следующих условий:

$$1) \rho_k(\xi(x^k, \mu_k) - \nabla F(x^k, \mu_k)) \rightarrow 0;$$

$$2) \lim_{k \rightarrow \infty} \|x^{k+1} - x^k\| = 0.$$

Дадим конкретные рекомендации для вычисления алгоритма (17) по выбору величин ρ_k и μ_k , удовлетворяющих условиям теоремы 2:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \rho_k = \infty; \quad (19)$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} \rho_k^2 < \infty; \quad (20)$$

$$\rho_k/\mu_k \rightarrow 0; \quad (21)$$

$$\mu_k \rightarrow 0; \quad (22)$$

$$\frac{|\mu_k - \mu_{k+1}|}{\rho_k} \rightarrow \infty. \quad (23)$$

Представим интересующие нас величины в виде

$$\rho_k = \frac{1}{k^\alpha}, \quad \mu_k = \frac{1}{k^\beta} \quad (24)$$

и подберем α и β таким образом, чтобы ρ_k и μ_k , вычисляемые в соответствии с (24), удовлетворяли (19)–(23). Анализ данных условий основывается на свойствах обобщенного гармонического ряда

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^a}, \quad a > 0. \quad (25)$$

Известно, что если $a \geq 1$, то ряд (25) расходится, если $a > 1$, то сходится. Отсюда, с учетом (19) и (20) следует, что

$$\frac{1}{2} < a < 1. \quad (26)$$

Из (21), (23) с учетом (24) следует

$$\frac{1}{k^{\alpha-\beta}} \rightarrow 0, \quad \beta > 0 \text{ или } 0 < \beta < \alpha. \quad (27)$$

Наибольшие сложности возникают при анализе (23).

Лемма 2. Пусть выполняется (19–22). Тогда, если

$$\beta > \alpha - 1, \quad (28)$$

то α и β , выбираемые в соответствии с (24), удовлетворяют условию (23).

Доказательство. Используя (24), запишем

$$\begin{aligned} \frac{|\mu_k - \mu_{k+1}|}{\rho_k} &= \frac{\frac{1}{k^\beta} - \frac{1}{(k+1)^\beta}}{1/k^\alpha} = \frac{(k+1)^\beta - k^\beta}{k^\beta(k+1)^\beta} k^\alpha = \\ &= \frac{(k+1)^\beta - k^\beta}{k^{\beta-\alpha}(k+1)^\beta}. \end{aligned} \quad (29)$$

Оценим сверху полученное выражение. Найдем

$$(k^\beta)'' = \beta(\beta-1)k^{\beta-2} = \frac{\beta(\beta-1)}{k^2 - \beta}.$$

С учетом (27) – $(k^\beta)'' < 0$, а, следовательно, k^β является вогнутой для $k > 0$. Используем известное свойство вогнутых функций:

$$f(y) - f(x) \leq (\nabla f(x)y - X),$$

отсюда

$$(k+1)^\beta - k^\beta \leq \beta k^{\beta-1},$$

что дает требуемую оценку сверху для (29) –

$$\begin{aligned} \frac{|\mu_k - \mu_{k+1}|}{\rho_k} &= \frac{(k+1)^\beta - k^\beta}{k^{\beta-\alpha}(k+1)^\beta} \leq \beta \frac{k^{\beta-1}}{k^{\beta-\alpha}(k+1)^\beta} < \\ &< \frac{k^{\beta-1}}{k^{\beta-\alpha}k^\beta} = \beta \frac{1}{k^{\beta-\alpha-1}}. \end{aligned}$$

Из (27) и (28) следует стремление к нулю последней оценки сверху для $\frac{|\mu_k - \mu_{k+1}|}{\rho_k}$, поскольку

$\frac{|\mu_k - \mu_{k+1}|}{\rho_k} > 0$, то и выполняется (23). Что и требовалось доказать.

Анализ элементарных неравенств показывает, что достаточными условиями для выполнения (19–23) являются неравенства:

$$0 < \beta < \alpha, \quad \frac{1}{2} < \alpha < 1. \quad (30)$$

Выражение (30) удовлетворяет, например, $\alpha = 3/5$, $\beta = 1/3$, а (19–23)

$$\rho_k = \frac{1}{\sqrt[5]{k^3}}, \quad \mu_k = \frac{1}{\sqrt[3]{k}}.$$

ВЫВОДЫ

Краткое рассмотрение особенностей реализации основных моделей оптимального проектирования РЛС позволяет перейти к рассмотрению конкретных задач, в качестве которых могут рассматриваться задачи технико-экономического проектирования загоризонтных РЛС, РЛС противоракетной обороны, РЛС противокосмической обороны, а также другие РЛС, решающие сложные задачи.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Гассанов А. Г., Прокофьев В. П., Ярошенко А. М. Модификация методов преобразований в случае широкополосных сигналов и их мультипликативных искажений. Научно-технический сборник АН СССР, 1991 г.
2. Лукошкин А. П. и др. Обработка сигналов в радиотехнических системах. ЛГУ, 1985.
3. Гуткин Л. С. Теория оптимальных методов приема при флуктуационных помехах. М. Сов. радио, 1972.
4. Ермольев Ю. М. Методы стохастического программирования. М. Наука, 1976.
5. Прокофьев В. П., Ястремский А. И., Буртаев А. В., Середа В. В. Определение оптимальных параметров

- сложных радиотехнических систем аппроксимации. Радиотехника и электроника, М., 1991, № 11.
6. Гуткин Л. С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. М. Радио и связь, 1986
 7. Михалевич М. В., Хупал А. М., Норкин В. И. Методы невыпуклой оптимизации. – М, Наука, 1987.
 8. Castaing C. Sur Le multy – applications mesurables. Revue Francaise d'Informatique et Recherche Operationnelle, 1967, № 1, p. 91-126.
 9. Нурминский Е. А. Численные методы решения детерминированных и стохастических минимаксных задач. Киев: Наукова думка, 1979.
 10. Логинов Н. В. Методы стохастической аппроксимации. Автоматика и телемеханика. 1966
 11. Прокофьев В. П., Ястремский А. И., Буртаев А. В., Егоров Б. М. Об оптимальном проектировании на основе методов стохастического программирования. Проблемы создания адаптивных систем и РАС с линейной и нелинейной обработкой сигналов. Научно-технический сборник АН СССР, 1991.

Надійшла 10.01.05
Після доробки 29.04.05

Запропоновано нове рішення задачі техніко-економічного проектування РЛС на основі теорії стохастичної

апроксимації, яка раніше не застосовувалася у подібній постановці. Показано, що прямі ймовірнісні методи стохастичного програмування ефективні у вирішенні задач техніко-економічного проектування РЛС. Запропоновано алгоритми на основі методів кінцево-різницевої апроксимації і невыпуклого стохастичного програмування, які дозволяють перейти до вирішення конкретних задач проектування складних радіолокаційних систем.

The new decision of a task of technical and economic designing of the RLS offered on the basis of the theory of the stochastic approximation which was not used earlier in similar stating. It is shown, that direct probabilistic methods of stochastic programming are effective in the decision of practical tasks of technical and economic designing of the RLS. Algorithms are received, on the basis of methods of final and differential approximation and not convex programming, allowing to pass to the decision of specific tasks of designing of complex radar-tracking systems.

УДК 621.396.6

Э. И. Ткачев, В. Ф. Онищенко, В. А. Воскобойник

НОВЫЙ ПОДХОД К ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ КОМПОНОВКЕ РЭА НА МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТНОГО КОМПЛЕКСА

В данной статье предлагается компоновка функциональных узлов (ФУ) с использованием сложного коэффициента связности, учитывающего реальные физические связи между отображаемыми элементами формируемого ФУ, относительный образ отображаемого элемента, размеры реальных физических связей. Параллельно решается задача определения плотности упаковки формируемого ФУ по геометрическим размерам конструктивных элементов.

ВВЕДЕНИЕ

На современном этапе автоматизированного проектирования РЭА, как правило, разрабатываются принципиальные схемы повышенной сложности, которые не могут быть реализованы в виде одного конструктивно законченного функционального узла (ФУ). В связи с этим стоит задача разрезания сложной принципиальной электрической схемы на конструктивно законченные ФУ.

В настоящее время данная задача, как правило, решается на модели графа последовательным методом [1–3]. Однако, данная модель оперирует не с реальным числом физических связей между ФУ, а числом бинарных отношений между узлами в пределах реальной электрической цепи.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В данной статье предлагается осуществлять компоновку ФУ на модели элементного комплекса с использованием сложного коэффициента связности, учитывающего:

- реальные физические связи между отображаемыми элементами формируемого ФУ,
 - относительный образ отображаемого элемента,
 - размеры реальных физических связей,
- а также определять плотность упаковки формируемого ФУ по геометрическим размерам конструктивных элементов.

1. Вычисляется средняя площадь конструкции схемных элементов разрезаемого функционального устройства:

$$S_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^n S_i/n, \quad (1)$$

$S_{\text{ср}}$ – средняя площадь конструкции схемного элемента, S_i – реальная площадь конструкции i -го схемного элемента, n – число схемных элементов.

2. Исходя из известной площади типового элемента замены (ТЭЗ) – $S_{\text{ТЭЗ}}$, задаваемой площади заполнения функционального узла – P_3 , количества схемных элементов – n , производится расчет числа форми-

руемых ФУ – M для разрезаемой функциональной схемы, используя выражение:

$$M = \frac{S_{\text{ср}} n}{S_{\text{ТЭЗ}} P_3}. \quad (2)$$

2 КОМПОНОВКА НА МОДЕЛИ ЭЛЕМЕНТНОГО КОМПЛЕКСА ПО СЛОЖНОМУ КОЭФФИЦИЕНТУ СВЯЗНОСТИ

Интерес представляет использование понятия связности при решении задачи компоновки на модели элементного комплекса $Q = X, E$, где X – множество элементов, а E – множество цепей схемы электрической принципиальной. В известном методе максимальной конъюнкции и минимальной дизъюнкции [4], конъюнкция определяет абсолютную связность рассматриваемой вершины $x_j \in \bar{X}_\mu$ при построении второго и последующих уровней формируемого множества $X_\mu \subset X$ модели Q . При этом четкого определения этого понятия не дается и из приводимого примера решения задачи можно только интуитивно понять его физический смысл.

Рассмотренные выше расширенные понятия аналитического и матричного описания (представления) модели элементного комплекса позволяют однозначно и математически корректно определять как абсолютную, так и относительную связность рассматриваемой вершины $x_j \in X$ с любым заданным подмножеством $X_\mu \subset X$, максимальная мощность которого $\max |X_\mu| = |X_\mu / x_j|$.

Абсолютную связность определим из выражения вида:

$$C_{x_j}^{X_\mu} = |X_j \cap X_\mu|, \quad (3)$$

где $X_j \sim x_j$ рассматривается как подмножество ребер $l_i \in E$, инцидентных [3] вершине x_j (локальная степень этой вершины $\rho(x_j)$).

X_μ – является дизъюнкцией всех вершин $x_k \in X_\mu$, каждая из которых $X_k \sim x_k$ задана набором ребер $l_i \in E$, являющихся инцидентными для $\forall x_k \in X_\mu$. Если рассматривать x_k как $X_k \sim x_k$ и $|X_\mu| = m$, то

$$X_\mu = \bigcup_{k=1}^m X_k. \quad (4)$$

Полная абсолютная связность вершины x_j на множестве X/x_j определим выражением вида:

$$C_{x_j}^X = |X_j \cap X/x_j|. \quad (5)$$

Тогда относительная связность вершины $x_j \in X$ с множеством X_μ определится как частное от деления выражения (3) на (5):

$$C_{\text{отн}x_j}^{X_\mu} = \frac{C_{x_j}^{X_\mu}}{C_{x_j}^X}. \quad (6)$$

Покажем для примера (рис. 1) вычисление связности вершины x_1 относительно подмножества $X_\mu = \{x_2, x_3\}$.

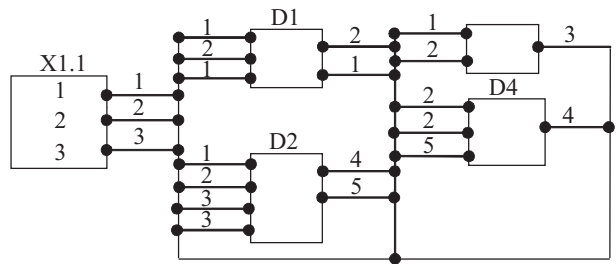


Рисунок 1 – Схема электрическая принципиальная

Рассматривая строку x_1 матрицы $X(x_j, i)$

$$X(x_{i,j}) = \begin{matrix} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & \rho(x_i) \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{matrix} & \left| \begin{array}{ccccc} l_1 & l_2 & 0 & 0 & 0 \\ l_1 & l_2 & l_3 & l_4 & l_5 \\ l_1 & l_3 & 0 & 0 & 0 \\ l_2 & l_4 & l_5 & 0 & 0 \\ l_1 & l_2 & l_3 & 0 & 0 \end{array} \right| & \left| \begin{array}{l} 2 \\ 5 \\ 2 \\ 3 \\ 3 \end{array} \right. \end{matrix},$$

находим $X_1 = \{l_1, l_2\}$ и $|X_1| = 2$.

Для $X_\mu = \{x_2, x_3\}$, используя выражение (4), находим:

$$X_\mu = X_2 \cup X_3 = \{l_1, \dots, l_5\} \cup \{l_1, l_3\} = X_2 = \{l_1, \dots, l_5\}, |X_\mu| = 5. \quad (7)$$

Согласно (3)

$$C_{x_1}^{X_\mu} = |X_1 \cap X_\mu| = |\{l_1, l_2\} \cap \{l_1, \dots, l_5\}| = |\{l_1, l_2\}|. \quad (8)$$

Абсолютную связность вершины $x_1 \in X$ модели $Q = X, E$ определяют два ребра $\{l_1, l_2\}$, являющиеся общими как для X_μ , так и $X_1 \sim x_1$. Полная связность вершины $X_1 \sim x_1$ из (5)

$$\begin{aligned}
 C_{X_1}^X &= |X_1 \cap X/X_1| = |\{l_1, l_2\} \cap \{X_2 \cup X_3 \cup X_4 \cup X_5\}| = \\
 &= |\{l_1, l_2\} \cap \{l_1, \dots, l_5\} \cup \{l_1, l_3\} \cup \{l_2, l_4, l_5\} \cup \{l_1, l_2, l_3\}| = \\
 &= |\{l_1, l_2\} \cap \{l_1, \dots, l_5\}| = |\{l_1, l_2\}| = 2. \quad (9)
 \end{aligned}$$

Таким образом относительная связность x_1 на множестве X_μ , будет равна

$$C_{\text{отн}x_1}^{X_\mu} = \frac{C_{x_1}^{X_\mu}}{C_{x_1}^X} = \frac{2}{2} = 1. \quad (10)$$

Значение относительной связности $\forall x_i \in X$ на любое множество X_μ находится в пределах от 0 до 1.

Мощность множества образа вершины $x_i \in X | \Gamma_{x_i}^X$ модели $Q = X, E$ определяет число вершин, находящихся в образе рассматриваемой на заданном множестве X/x_i . При этом $|\Gamma_{x_i}^X|$ – есть число вершин полного образа $x_i \in X$, а $|\Gamma_{x_i}^{X_\mu}|$ $X_\mu \subset X$ является числом вершин частичного образа вершины $x_i \in X/X_\mu$ модели $Q = X, E$. Относительным образом назовем некоторое число, вычисляемое из выражения вида

$$\Gamma_{\text{отн}}^{X_\mu}(x_i) = \frac{|\Gamma_{x_i}^{X_\mu}|}{|\Gamma_{x_i}^X|}. \quad (11)$$

Значение $\Gamma_{\text{отн}}^{X_\mu}(x_i)$ также как и относительная связность может изменяться в пределах от 0 до 1.

Ввиду того, что при разрезании функциональной схемы на части ее сигнальный разъем должен обязательно являться некоторым условно сформированным функциональным узлом ФУ, то построение линейно расположенного элементного комплекса $Q = X, E$ будем начинать с элементов $x_i \in X$, которые сильно связаны с разъемом. Однако в начале рассмотрим, как эта задача решалась в известных методах.

На рис. 2 каждое ребро $E_j \subset E$ представляет собой некоторое подмножество $X_{E_j} \subset X$ вершин модели элементного комплекса $Q = X, E$. Анализируя рис. 2, видим, что ребра E_7, E_8, E_{17} соединяют вершины формируемого ФУ X_3 с его дополнением \bar{X}_3 . Назовем эти ребра соединительными анализируемыми ребрами формируемого ФУ (E_j^a). Для каждого ребра E_j^a , инцидентного вершине $x \in \bar{X}_\mu$, введем понятие его относительного размера – $\rho^x(E_j^a)$:

$$\rho^x(E_j^a) = \frac{|E_j^{X_\mu}|_x}{|E_j^X|_x}, \quad (12)$$

где $E_j^{X_\mu}$ – множество вершин соединительного ребра с учетом того, что вершина $x \in \bar{X}_\mu$ помещена в формируемый ФУ; E_j^X – полное множество вершин, определяющих размер ребра.

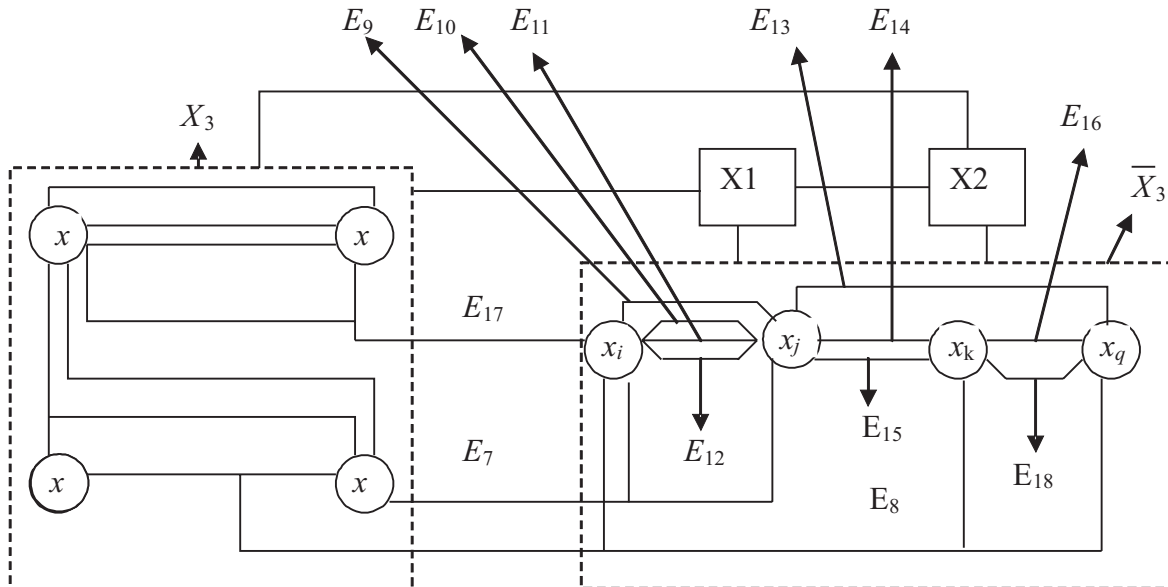


Рисунок 2 – Формирование 5-го уровня ФУ X_3

Тогда для примера, приведенного на рис. 2, рассматривая вершину $x \in \bar{X}_3$, получим следующие значения относительных размеров ребер E_7, E_8, E_{17} :

$$\rho^{x_i}(E_7^a) = \frac{|\{x_4, x_i\}|x_i}{|\{x_4, x_i, x_j\}|x_i} = \frac{2}{3};$$

$$\rho^{x_i}(E_8^a) = \frac{|\{x_3, x_4, x_i\}|x_i}{|\{x_3, x_4, x_i, x_j, x_k, x_q\}|x_i} = \frac{3}{6} = \frac{1}{2};$$

$$\rho^{x_i}(E_{17}^a) = \frac{|\{x_1, x_2, x_i\}|x_i}{|\{x_1, x_2, x_i\}|x_i} = \frac{3}{3} = 1.$$

Нетрудно заметить, что если $\rho^{x_i}(E_j^a) = 1$, то ребро E_j^a является одним из множества ребер, определенных ранее как исчезающие внешние ребра E_x^u , т. е. $E_{x_i}^u = \{E_{17}\}$ и $\rho^x(E_j^a)$ можно считать как вес ребра, имеющего абсолютную связность с вершинами формируемого ФУ.

Если $\rho^{x_i}(E_j^a) < 1$, то эти ребра входят в множество $E_{X_i}^o$ – остающихся внешних ребер после помещения вершины x_i в формируемый ФУ X_3 , т. е. $E_{X_i}^o = \{E_7^a, E_8^a\}$.

Ребра E_1, \dots, E_6 назовем внутренними ребрами формируемого ФУ X_3 . Для примера, на рис. 2, ребра $E_9, E_{10}, E_{11}, E_{12}$ анализируемой вершины $x_i \in \bar{X}_3$, определяем как внешние ребра формируемого ФУ X_3 . В общем случае внешние ребра в известных методах последовательной компоновки на модели элементного комплекса $Q = X, E$ относят к классу не анализируемых ребер. В рассматриваемом примере, на рис. 2, множество не анализируемых ребер вершины $x_i - E_{x_i}^{h.a} = \{E_9, E_{10}, E_{11}, E_{12}\}$. После постановки вершины $x_i \in \bar{X}_3$ в ФУ X_3 каждое внешнее ребро $E_j \subset E_{X_i}$ становится соединительным.

Исходя из того, что основным принципом решения задачи компоновки является сокращение числа соединительных ребер формируемого ФУ, то увеличение числа не анализируемых ребер является нежелательным фактором при формировании очередного уровня ФУ.

Поэтому ребра данного класса вносят отрицательную связность вершины – претендента в формируемый ФУ. Величина веса ребра, $E_{x_i}^{h.a}$ очевидно, определится из выражения вида:

$$\rho^x(E_j^{h.a}) = \frac{1}{|E_j^{h.a}|x}. \quad (13)$$

Весовой коэффициент отталкивания (отрицания) вершины $x \in \bar{X}_\mu$ при формировании очередного уров-

ня формируемого ФУ ($C_x^o(E_j^{h.a})$) определится из выражения:

$$C_x^o(E_j^{h.a}) = \sum_{j=1}^{|E_x^{h.a}|} \rho^x(E_j^{h.a}), \quad (14)$$

где $E_x^{h.a}$ – число не анализированных ребер вершины $x \in \bar{X}_\mu$.

Вес анализируемых ребер, определяемый из (12), можно считать как относительный вес притяжения вершины $x \in \bar{X}_\mu$ в формируемый ФУ. Суммарное значение относительных и абсолютных весов анализируемых ребер вершины-претендента назовем весовым коэффициентом притяжения ($C_x^\Pi(E_j^a)$) в формируемый ФУ:

$$C_x^\Pi(E_j^a) = \sum_{j=1}^{|E_x^a|} \rho^x(E_j^a), \quad (15)$$

где $|E_x^a|$ – число анализируемых ребер вершины $x \in \bar{X}_\mu$.

Обобщенная целевая функция (функционал) выбора вершины $x \in \bar{X}_\mu$ при формировании очередного уровня формируемого ФУ, с учетом весовых коэффициентов притяжения и отталкивания, будет иметь вид:

$$F^a(x) = C_x^\Pi(E_j^a) - C_x^o(E_q^{h.a}). \quad (16)$$

Предлагаемая конструкция целевой функции выбора очередной вершины $x \in \bar{X}_\mu$ в формируемый ФУ X_μ предпочтительна перед всеми известными, используемыми при компоновке на модели $Q = X, E$, так как повышает параметрическую чувствительность метода по критериям связности.

Еще большей эффективности выбора вершины $x \in \bar{X}_\mu$ для формирования очередного уровня формируемого ФУ X_μ можно добиться, если в функционал (16) ввести в качестве слагаемого относительный образ вершины x на множество X_μ (11).

Полученная конструкция целевой функции при этом будет иметь вид:

$$F^q(x) = \Gamma_{\text{отн}}^{X_\mu}(x) + C_x^\Pi(E_j^a) - C_x^o(E_q^{h.a}). \quad (17)$$

Ранее указывалось, что значение $\Gamma_{\text{отн}}^{X_\mu}(x)$ лежит в пределах от 0 до 1. Рассмотрим ситуацию, когда $\Gamma_{\text{отн}}^{X_\mu}(x) = 1$. Математически – это указывает на то, что все ранее отображенные вершины в формируемый ФУ являются полным образом анализируемой вершины

$x \in \bar{X}_\mu$. После отображения этой вершины в формируемый ФУ X_μ в его дополнении \bar{X}_μ не будет найдено ни одной вершины, с которой данная вершина была бы связана хотя бы одним ребром. То есть, возникает проектная ситуация, когда в схеме имеет место разрыв, что для реального проектирования очень маловероятно, хотя алгоритмически должно обязательно учитываться при реализации метода компоновки. Во всех остальных случаях при $\Gamma_{\text{отн}}^{X_\mu}(x) < 1$ данное слагаемое в функционале (17) при равных значениях разности $C_x^{\text{П}}(E_j^a) - C_x^{\text{О}}(E_q^{\text{н.а}})$ позволяет выбрать ту из вершин-претендентов, которая связана ребрами с большим количеством вершин формируемого узла.

На основании вышеизложенного предлагаемый метод последовательной компоновки на модели элементного комплекса $Q = X, E$ реализуется следующим образом:

1. С использованием входного языка проектирования вводится информация о разрезаемой функциональной схеме;

2. Вводятся параметры геометрических размеров проектируемых функциональных узлов, минимальная и максимальная емкости применяемых разъемов, база данных схемных элементов и параметров их конструкций, а также предполагаемое число проектируемых ФУ;

3. С использованием сложного критерия связности (17) элементов схемы строится линейно расположенный элементный комплекс ФУ, относительно его разъема;

4. Используя информацию пункта 2, производим последовательное выделение необходимого количества схемных элементов проектируемого ФУ с учетом допустимой плотности его заполнения и выполнения ограничения на число его внешних выводов;

5. Строится матрица узлов и вектор принадлежности элемента для спроектированного ФУ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный метод последовательной компоновки на модели элементного комплекса с применением ряда распределения элементов по сложному коэффициенту связности позволяет осуществлять качественное разрезание сложных функциональных схем на конструктивно законченные ФУ. При этом исключается необходимость итерационной перекомпоновки с целью улучшения заданного показателя качества.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дендобренко Б. Н., Малика А. С. Автоматизация конструирования РЭА. Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1980. – 384 с.
2. Морозов К. К., Одинокоев В. Г., Курейчик В. М. Автоматизированное проектирование конструкций радиоэлектронной аппаратуры. Учебное пособие. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.
3. Мелихов А. Н., Берштейн Л. С., Курейчик В. М. Применение графов для проектирования дискретных устройств. – М.: Наука, 1974. – 304 с.
4. Селютин В. А. Машинное конструирование электронных устройств. – М.: Сов. радио, 1977. – 386 с.

Надійшла 7.09.04
Після доробки 1.04.05

У даній статті пропонується здійснювати компоновку функціональних вузлів (ФВ) з використанням складного коефіцієнта зв'язності, що враховує реальні фізичні зв'язки між відображуваними елементами формованого ФВ, відносний образ відображуваного елемента, розміри реальних фізичних зв'язків. Паралельно вирішується задача визначення щільності упакування формованого ФВ по геометричних розмірах конструктивних елементів.

In the given paper it is offered to realize arrangement functional nodes (FN) with usage of composite coefficient of connectivity which is taking into account real physical connections between mapped elements of reflected FN, relative image of a mapped element, sizes of real physical connections. Simultaneously solved the problem of determination the density of the packing synthetics FN on geometric sizes constructive elements.

УДК 62-50

И. В. Щербань

СУБОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫМ КОМПЛЕКСОМ

Рассмотрен подход, позволяющий осуществлять субоптимальное управление процессами функционирования радиолокационного комплекса в условиях неопределенности. Возможность практической реализации предложенного подхода исследована на примере.

ВВЕДЕНИЕ

Использование современных многоканальных радиолокационных комплексов эффективно в том случае, когда возможности управления лучом полностью используются соответствующими радиолокационным сиг-

налом и способом обработки данных, излучаемой мощностью и временем зондирования с целью получения полезной информации с наименьшей средней энергией [1–3]. Подобное эффективное управление РЛС – наиболее полная реализация возможностей, определяемых энергетическим потенциалом станции, в условиях быстроизменяющейся и в общем случае неопределенной помеховой обстановки может быть обеспечено на основе использования методов статистической теории оптимального управления [1–4]. Например, качественное повышение требований к точности, быстродействию и устойчивости сопровождения целей бортовыми радиолокационными измерителями истребителей, необходимость управления ими в комплексе с радиоэлектронной системой управления (РЭСУ) истребителя, требуют совместного оптимального решения задач управления и обработки данных [4].

Так как процессы управления (общее управление многоканальными РЛС, управление лучом ФАР, совместное управление бортовой РЛС и РЭСУ истребителей), измерения и обработки данных органически взаимосвязаны, то эти задачи рассматриваются как двойственные, решение которых, на основе теоремы разделения, в настоящее время получено лишь для линейных систем (например, в [4] решена линейная задача управления функционированием радиолокационного комплекса при поиске воздушных целей, оптимальном по информационному критерию).

Поэтому *цель работы* – решение нелинейной задачи синтеза оптимального управления процессами функционирования радиолокационных комплексов в условиях неопределенной помеховой и шумовой обстановки.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В общем случае функционирование радиолокационных измерительных комплексов в различных режимах можно представить следующей системой уравнений [2–4]

$$\dot{x} = v(x, t) + u(x, t), \quad (1)$$

$$z = h(x, t) + \xi_t, \quad (2)$$

где x – n -мерный вектор требуемых фазовых координат системы (обобщенного объекта «бортовая РЛС – РЭСУ истребителя» [3–5], системы управления и обработки данных многоканальной РЛС [1, 2], и т. д.); v – вектор, определяющий неуправляемую часть системы, неизвестный в силу априорной неопределенности маневров целей и помеховой и шумовой обстановки; u – синтезируемый сигнал управления процессом функционирования; z – m -мерный вектор измерений РЛС; $h(x, t)$ – нелинейная вектор-функция наблюдения; ξ_t – шум с неизвестными вероятностными характеристиками.

Конечной целью решения задачи синтеза оптимального управления функционированием радиолокационного комплекса является формирование управления динамической системой (1) на основе использования измерений z (2). Понятно, что промежуточным этапом на пути синтеза вектора управления u должна быть процедура идентификации ее правой части – вектора v . Так как идентификация осуществляется, исходя из требования обеспечения оптимума точностного функционала, то первым шагом к решению задачи должно быть формирование критерия, обеспечивающего оптимальную идентификацию вектора v . В качестве такого оптимизируемого (далее – минимизируемого) критерия может быть использован традиционный для процедур идентификации в условиях отсутствия информации о шумах измерителя критерий [5]

$$J_v = \int_T \left([z - h(x, t)]^T [z - h(x, t)] + v^T(x, t)v(x, t) \right) dt, \quad (3)$$

где $T = [t_0, t_k]$ – заданный интервал времени наблюдения, $[*]^T$ – транспонирование.

Минимизация первого слагаемого (3) обеспечивает минимум неопределенности (максимальную информативность) идентифицируемого вектора v , а второго – минимум «энергетики» (в соответствии с принципом Ферма) идентифицируемой системы.

Вектор управления u будем искать в классе допустимых функций, исходя из обеспечения требования максимизации заданного нелинейного функционала J_u :

$$J_u = \int_T Q[x, u, t] dt, \quad (4)$$

где Q – известная скалярная функция.

В рассмотренной постановке задачу можно далее трактовать как дуальную задачу оптимальной «идентификации-управления» в условиях априорной неопределенности структуры управляемой системы [5, 6].

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Для решения задачи на первом шаге осуществим по наблюдениям z идентификацию вектора v , оптимальную по критерию J_v (3).

Используя принцип максимума, запишем гамильтониан системы (1):

$$H = [z - h(x, t)]^T [z - h(x, t)] + v^T(x, t)v(x, t) + \lambda^T \cdot [v(x, t) + u(x, t)],$$

где λ – вектор сопряженных с вектором состояния переменных, из условия стационарности которого по v

$\left(\frac{\partial H}{\partial v} = 0\right)$, определяем искомый оптимальный вектор v_{opt} :

$$v_{opt} = -\frac{1}{2}\lambda. \quad (5)$$

Система канонических сопряженных уравнений в данном случае может быть представлена как

$$\begin{aligned} \dot{x} &= -\frac{1}{2}\lambda(x, t) + u(x, t), \quad x(t_0) = x_0, \\ \dot{\lambda} &= 2\frac{\partial h^T}{\partial x}[z - h] - \frac{\partial u^T}{\partial x}\lambda, \quad \lambda(t_k) = 0 \end{aligned} \quad (6)$$

и описывает традиционную двухточечную краевую задачу.

Для возможности последующего синтеза вектора управления u представим его нелинейные компоненты в виде конечного разложения по некоторой заданной системе многомерных функций (степенных, ортогональных и т. д. [6]) – $\{\alpha_1(x), \alpha_2(x), \dots, \alpha_s(x)\}$. Тогда, обозначив вектор $[\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_s]^T = A$, аппроксимацию вектора $u(x, t)$ представим в виде:

$$u(x, t) = (E \otimes A^T)u = A_E u_t, \quad (7)$$

где $u_t = [u_{11} \ \dots \ u_{1s} \ u_{21} \ \dots \ u_{2s} \ \dots \ u_{n1} \ \dots \ u_{ns}]^T$, E – единичная матрица размерности $n \times n$, \otimes – символ кронекеровского произведения, $u_i(x, t) = \sum_{j=1}^s u_{ij}(t) \times \alpha_j(x)$ – i -й компонент вектора u , коэффициенты которого определяют конкретные технические характеристики управляющего органа системы.

Уравнения (6) в этом случае могут быть представлены в виде:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= -\frac{1}{2}\lambda(x, t) + A_E(x)u_t, \\ \dot{\lambda} &= 2\frac{\partial h^T}{\partial x}[z - h] - \left\langle \frac{\partial [A_E(x, t)]}{\partial x} \hat{\otimes} u_t \right\rangle^T \lambda, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\hat{\otimes}$ – символ блочного произведения матриц.

Очевидно, что дальнейший синтез функции u_t из требования минимизации критерия J_u для системы, описываемой уже не обычным векторным уравнением вида (1), а сопряженными уравнениями (8), на основе традиционных методов теории оптимального управления не представляется возможным. В связи с этим на втором этапе решения задачи поступим следующим образом.

Введем вектор-функцию φ , такую, что

$$x = \varphi(\lambda, t).$$

В этом случае производная по времени вектора состояния объекта x , соответственно, будет иметь вид:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{\partial \varphi(\lambda, t)}{\partial t} + \frac{\partial \varphi(\lambda, t)}{\partial \lambda} \cdot \frac{d\lambda}{dt}. \quad (9)$$

Учитывая (9), запишем уравнение вектор-функции φ , эквивалентное дифференциальным уравнениям сопряженной системы (8), следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi}{dt} &= -\frac{1}{2}\lambda + A_E u_t + \frac{d\varphi}{d\lambda} \left(2\frac{\partial h^T}{\partial \varphi}[z - h] + \left\langle \frac{\partial A_E}{\partial \varphi} \hat{\otimes} u_t \right\rangle^T \lambda \right), \\ \varphi(\lambda, t_0) &= \varphi_0. \end{aligned} \quad (10)$$

Анализ полученного уравнения показывает, что теперь решаемая задача сводится к поиску оптимального управления u системой, описываемой векторным уравнением в частных производных (10) (при уже решенной задаче оптимальной непараметрической идентификации ее неуправляемой части – вектора v), а оптимизируемый функционал J_u (4) при этом будет иметь вид:

$$J_u = \int_T Q[\varphi, u, t] dt.$$

Постановка и решение подобной задачи – когда управление отыскивается в классе вектор-функций, не зависящих от пространственных координат $\varphi(t)$ объекта, описываемого квазилинейными дифференциальными уравнениями в частных производных со многими независимыми переменными, изложены в [7]. Аналогично [7] запишем для рассмотренного случая гамильтониан

$$\begin{aligned} H^* &= -Q + \\ &+ \int_{\lambda} \Lambda^T \left[-\frac{1}{2}\lambda + A_E u_t + \frac{\partial \varphi}{\partial \lambda} \left(2\frac{\partial h}{\partial \varphi}[z - h] + \left\langle \frac{\partial A_E}{\partial \varphi} \hat{\otimes} u_t \right\rangle^T \lambda \right) \right] d\lambda, \end{aligned}$$

где $\Lambda = \Lambda\left(\frac{\partial \varphi}{\partial \lambda}, \varphi, u_t, t\right)$ – вектор сопряженных переменных размерности, равной размерности вектора состояния x , определяемый на основе решения следующей системы дифференциальных уравнений в частных производных:

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[\Lambda^T \left\langle -\frac{1}{2}\lambda + \frac{\partial \varphi}{\partial \lambda} \left(2\frac{\partial h}{\partial \varphi}[z - h] + \left\langle \frac{\partial A_E}{\partial \varphi} \hat{\otimes} u_t \right\rangle^T \lambda \right) \right\rangle \right]. \quad (11)$$

Граничные условия при этом будут иметь вид:

$$\varphi(t_0) = x_0, \quad \Lambda(t_k) = 0.$$

Дальнейшее решение поставленной задачи осуществляется в соответствии с [7]. Так, в отсутствие ограничений на управление закон оптимального управления может быть найден из условия стационарности $\partial H/\partial u_t = 0$, т. е.

$$-\frac{\partial Q}{\partial u} + \int_{\lambda_*} \left\{ \Lambda^T \Lambda_E - \left[\Lambda^T \frac{\partial \Phi}{\partial \lambda} \frac{\partial A_E}{\partial \Phi} \right] \hat{\otimes} (\lambda \otimes I_s) \right\} d\lambda = 0, \quad (12)$$

где I_s – единичная матрица размерности $s \times s$, откуда непосредственно может быть получен закон оптимального управления $u_{opt} = \gamma(\Lambda, \Phi, \lambda, t)$. Очевидно, что вид закона u_{opt} определяется видом зависимости подынтегральной функции Q от управления u . Так, например, при использовании оптимизационного функционала J_u (4) с квадратичной функцией $Q = u^T u$, обеспечивающего выполнение требований минимума энергетических затрат на реализацию синтезируемого управления, закон оптимального управления u_{opt} будет иметь вид:

$$u_{opt}^T = \frac{1}{2} \int_{\lambda} \left\{ \Lambda^T A_E - \left[\Lambda^T \frac{\partial \Phi}{\partial \lambda} \frac{\partial A_E}{\partial \Phi} \right] \hat{\otimes} (\lambda \otimes I_s) \right\} d\lambda.$$

Резюмируя вышеизложенное, можно сделать вывод о том, что решение поставленной задачи в общем случае состоит в определении закона оптимального управления $u_{opt} = \gamma(\Lambda, \Phi, \lambda, t)$ из векторного уравнения, аналогичного уравнению (12) и последующего совместного решения системы сопряженных уравнений в частных производных (10)–(11). Так как на сегодняшний день точного решения таких задач не существует, то на практике обычно используются различные процедуры отыскания приближенного решения, особенности применения которых для исследуемого случая рассмотрены ниже.

Таким образом, предложенный подход позволяет в принципе разрешить проблему синтеза оптимального управления процессом функционирования радиолокационного комплекса в условиях неопределенной помеховой и шумовой обстановки.

Пример. Проиллюстрируем возможность его использования на следующем примере. Рассмотрим обобщенный объект «цель – истребитель – привод антенны», модель которого получена в [3] (все обозначения сохранены), но предположим более общий случай – когда априорные характеристики цели и шумов контура наведения (привода антенны) истребителя неизвестны. Тогда модель может быть представлена в форме (1)–(2), но при линейно входящем управлении (такое допущение в принципе не нарушает общность последующих рассуждений, хотя и существенно упрощает решение задачи)

$$\dot{X} = V + BU, \quad X(t_0) = X_0, \quad (13)$$

$$Z = h(X, t) + \xi_t, \quad (14)$$

где $X = \left| \varepsilon_\Gamma \ \omega_\Gamma \ j_{цб} \ j_\delta \ \omega_x \ \psi \ \varphi_y \ \omega_y \right|^m$ – состояние объекта;

$U = \left| u_\omega \ \delta_\vartheta \right|^T$ – синтезируемое управление;

$$V = \begin{pmatrix} \omega_\Gamma \\ (j_{цб} - j_\delta) - 2\dot{D}\omega_\Gamma \\ D \\ -\alpha_{jц} j_{цб} \\ -9,81\omega_x \\ -k_{\omega_x} \omega_x \\ j_\delta / v_c \\ \omega_y \\ \xi_\omega \end{pmatrix} \quad \text{– априорно неизвестная до}$$

параметров состояния вектор-функция;

$Z = \left| z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4 \right|^T$ – вектор наблюдения (сигналы, соответственно, на выходах пеленгатора, акселерометра, гироскопа, датчика углового положения антенны);

$\xi = \left| \xi_\Delta \ \xi_j \ \xi_\psi \ \xi_\varphi \right|^T$ – вектор шумов измерителей (центрированные белые шумы с известными спектральными плотностями);

$$h = \begin{pmatrix} k_\Delta (\varepsilon_\Gamma - \psi - \varphi_y) \\ k_j j_\delta \\ k_\psi \psi \\ k_\varphi \varphi_y \end{pmatrix} \quad \text{– функция наблюдения;}$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k_{\delta_\vartheta} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T.$$

В уравнениях (13)–(14) обозначены: $j_{цб}$ и j_δ – боковые ускорения цели и истребителя; ω_Γ , ω_x , ω_y – угловые скорости, соответственно, линии визирования, вращения антенны, поворотов самолета относительно продольной оси; $\alpha_{jц}$ – коэффициент, в общем случае *неизвестный*, учитывающий маневренные свойства цели; k_{ω_x} , k_{δ_ϑ} – коэффициенты, характеризующие передаточные свойства самолета по каналу крена; D , \dot{D} – соответственно дальность и скорость изменения дальности; b – коэффициент усиления привода антенны; v_c – воздушная скорость; ψ – угол рыскания; φ_y – угол поворота антенны; ξ_ω – *неопределенные* флуктуации поворотов антенны; u_ω – сигнал управления приводом; δ_ϑ – угол отклонения элеронов; k_i ($i = \Delta, j, \psi, \varphi$) – коэффициенты передачи измерителей.

Критерий оптимального управления (4) выберем аналогичным [3]

$$J_u = \int_{t_0}^{t_k} U^T K U dt, \quad (15)$$

где матрицу K выберем для простоты рассуждений единичной.

Для решения задачи оптимального управления системой (13), (14) предварительно осуществим по наблюдениям Z идентификацию V , оптимальную по критерию J_v (3). Тогда

$$V_{\text{opt}} = -\frac{1}{2}\lambda.$$

Система сопряженных уравнений, определяющая решение задачи оптимальной идентификации состояния объекта (13), (14), имеет вид:

$$\begin{aligned} X &= -\frac{1}{2}\lambda + BU, & X(t_0) &= X_0, \\ \dot{\lambda} &= 2\frac{\partial h^T}{\partial X}[Z-h], & \lambda(t_k) &= 0, \end{aligned}$$

где $\frac{\partial h}{\partial X} = \begin{pmatrix} k_\Delta & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_\Delta & -k_\Delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_\psi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k_\phi & 0 \end{pmatrix}.$

Для обеспечения возможности последующего синтеза оптимального по критерию (15) управления введем вектор-функцию ϕ и перейдем от сопряженных уравнений (13)–(14) к уравнениям в частных производных вида (10):

$$\frac{\partial \phi}{\partial t} = -\frac{1}{2}\lambda + BU + 2\frac{\partial \phi}{\partial \lambda}\frac{\partial h^T}{\partial \phi}[Z-h]. \quad (16)$$

В этом случае гамильтониан H^* будет иметь вид:

$$H^* = -U^T U + \int_{\lambda} \Lambda^T \left\langle -\frac{1}{2}\lambda + BU + 2\frac{\partial \phi}{\partial \lambda}\frac{\partial h^T}{\partial \phi}[Z-h] \right\rangle d\lambda. \quad (17)$$

Отсюда на основании выражения для определения оптимального управления (12) получаем легко разрешаемую относительно компонент вектора U_{opt} линейную систему уравнений

$$U_{\text{opt}} = \frac{1}{2} \int_{\lambda} B^T \Lambda d\lambda. \quad (18)$$

Сопряженная переменная $\Lambda(\frac{\partial \phi}{\partial \lambda}, \phi, U, t)$ при этом может быть определена на основе решения дифференциального уравнения в частных производных, сопряженного с (17):

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial \phi} \left\langle \Lambda^T \left(-\frac{1}{2}\lambda + 2\frac{\partial \phi}{\partial \lambda}\frac{\partial h^T}{\partial \phi}[Z-h] \right) \right\rangle. \quad (19)$$

Граничные условия для системы уравнений (16), (19) имеют вид [7]:

$$\phi(t_0) = 0, \quad \frac{\partial \phi(t_0)}{\partial \lambda} = 0, \quad \Lambda(t_k) = 0, \quad \lambda(t_k) = 0.$$

Решение поставленной проблемы далее сводится к решению двухточечной краевой задачи для уравнений в частных производных (16), (19). Так как решение такой краевой задачи можно осуществить в настоящее время с помощью известных численных методов со сколь угодно высокой точностью, то целесообразно использовать методы «прямоугольных сеток» или «пристрелки».

Синтезированное управление (18) обобщенным объектом «цель – истребитель – привод антенны», во-первых, оптимально по «энергетическому» критерию (15), а, во-вторых, позволяет решать задачу в условиях неопределенности – когда нет априорных сведений о маневренных возможностях цели и о характеристиках шумов РЭСУ истребителя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что использование предложенного подхода позволяет получить принципиальное решение нелинейной задачи синтеза оптимального управления процессом функционирования радиолокационного комплекса в условиях неопределенной помеховой и шумовой обстановки.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Шишов Ю. А., Ворошилов В. А. Многоканальная радиолокация с временным разделением каналов. – М.: Радио и связь, 1987. – 144 с.
2. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление ФАР. – М.: Радио и связь, 1983. – 260 с.
3. Дрогалин В. В., Меркулов В. И., Чернов В. С. Совместный синтез угломера и системы траекторного управления истребителем при его наведении в наивыгоднейшую упрежденную точку встречи // Радиотехника. – 2000. – № 3. – С. 76–83.
4. Васильев О. В., Карев В. В. Управляемый радиолокационный поиск воздушных целей, оптимизируемый по информационному критерию // Радиотехника. – 2000. – № 3. – С. 84–88.
5. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А. Красовского. – М.: Наука, 1987. – 712 с.
6. Соколов С. В., Щербань И. В. Решение задачи синтеза оптимального управления в конфликтной задаче // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 2003. – № 5. – С. 35–40.
7. Дегтярев Г. Л., Сиразетдинов Т. К. Теоретические основы оптимального управления упругими космическими аппаратами. – М.: Машиностроение, 1986. – 214 с.

Надійшла 13.09.04

Після доробки 4.05.05

Розглянуто підхід, який дозволяє здійснювати субоптимальне керування процесами функціонування радіолокаційного комплексу в умовах невизначеності. Можливість практичної реалізації запропонованого підходу досліджено на прикладі.

The radiolocation complex processing in uncertain conditions optimal control has been considered in the article. The feasibility of practical realization of the approach suggested has been analyzed on the example.

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELLING

УДК 681.324:519.713

В. П. Авраменко, В. В. Калачева

МОДЕЛИРОВАНИЕ БИЗНЕС-ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ ПРОИЗВОДСТВОМ

Выполнен анализ функционального и процессного подходов к управлению бизнес-процессами. Исследованы методы и способы математического моделирования бизнес-процессов. Сформулирована постановка задачи синтеза математических моделей управления управления бизнес-процессами. Разработаны методы, алгоритмы и вычислительные процедуры моделирования процессов поддержки принятия решений при управлении бизнес-процессами.

ВВЕДЕНИЕ

Цель исследования состоит в том, чтобы разработать, апробировать и применить методологию и вычислительные процедуры моделирования бизнес-процессов управления производством, направленных на повышение эффективности функционирования различных видов деятельности, принимающих участие в бизнес-процессе за счет координации и согласованности использования имеющихся бизнес-ресурсов. Создаваемый инструментарий ориентирован на реорганизацию бизнес-процессов, в результате которой значительно сократятся затраты на производство, повысится качество выпускаемой продукции, улучшится исполь-

зование оборотного капитала, увеличится прибыль предприятия.

Применение традиционного функционального подхода к управлению производством не позволяет учитывать внутрисистемные факторы и проявления внешней среды, а получаемые управленческие решения запаздывают во времени. Возникший в последнее десятилетие процессный подход позволяет избавиться от недостатков несогласованности взаимодействия функциональных процессов и повысить эффективность системы поддержки принятия управленческих решений.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Основная задача управления производством состоит в том, чтобы сформировать последовательность управляющих воздействий, которая обеспечит поведение системы в соответствии с заданными критериями качества. Приступая к созданию алгоритма управления производством, необходимо построить математическую модель бизнес-процесса с учетом основных и вспомогательных компонентов процесса, вносящих свое до-

левое участие в конечную стоимость произведенного продукта или услуги.

Анализ состояния проблемы моделирования бизнес-процессов свидетельствует о том, что при смене научных концепций происходят радикальные эволюционные изменения в сфере производственно-хозяйственной деятельности, т. е. видоизменяется организация бизнес-процессов. Это особенно видно при моделировании производственных процессов «тейлоровских» предприятий и «посттейлоровских» организаций, учитывающих современные процессные подходы к организации бизнеса [1–3].

2 РЕЗУЛЬТАТЫ

Математическое описание бизнес-процессов ориентируется на выполняемые функции и соподчиненность производственных подразделений. Для описания бизнес-процессов используется аппарат математической лингвистики, алгебры логики, теории графов и теории множеств. Лингвистические модели приближаются к языковым словесным описаниям и используются при ситуационном управлении производством. Операторные и регрессионные уравнения применяются для построения балансовых моделей, производственных функций и прогнозирования состояний бизнес-процессов.

Широкий класс задач управления бизнес-процессами описывается математической моделью в операторном виде

$$y = Ax, \quad y \in Y \subset E_y, \quad x \in X \subset E_x, \quad (1)$$

где A – оператор системы, представляющий совокупность математических действий, которые необходимо выполнить над вектором входной переменной x размерности m , чтобы получить вектор выходной переменной y размерности n ; X, Y – множества элементов $x_j, j = \overline{1, m}$ и $y_i, i = \overline{1, n}$, которые принадлежат метрическим пространствам E_x и E_y соответственно.

При прогнозировании бизнес-процессов часто используются модели в виде производственных функций

$$y = \varphi(\theta, x), \quad (2)$$

которые отображают некоторое допустимое множество ресурсов $x \in E_x$ на множество возможных выпусков продукции $y \in E_y$.

Существуют различные варианты аппроксимации выражения (2), в том числе с помощью уравнения многофакторной регрессии:

$$y = \theta_0 + \sum_{j=1}^m \theta_j x_j + \sum_{\substack{j=1 \\ j < k}}^m \theta_{jk} x_j x_k + \sum_{j=1}^m \theta_{jj} x_j^2 + \dots, \quad (3)$$

где y – значение функции отклика; x_j – действующие на процесс факторы; $x_j x_k$ – эффект парного воздействия; θ_j – коэффициенты (параметры) регрессии, отражающие влияние фактора x_j на функцию отклика, вычисляемые при исключении влияния остальных факторов; θ_0 – свободный член, характеризующий среднее значение функции отклика при нулевых значениях всех факторов; θ_{jk} – коэффициенты регрессии, характеризующие парное влияние факторов x_j и x_k .

При исследовании производственных процессов часто требуется учитывать инерционность СОУ, проявляющуюся в том, что значение y_t некоторого показателя y в момент времени t в известной степени предопределено его значениями в моменты времени $t-1, t-2, \dots, t-k$. Наличие инерционности в изменении технико-экономических показателей приводит к тому, что состояние процесса в будущем становится зависимым от состояния его в прошлом и настоящем и описывается уравнений авторегрессии:

$$y_t = \sum_{j=1}^k \theta_j y_{t-j} + \varepsilon_t, \quad (4)$$

где θ_j – коэффициент авторегрессии, отражающий влияние значения y_{t-j} на переменную y в момент времени t ; ε_t – значение ошибки измерений.

Эффективность моделирования определяется по совокупности качественных показателей, таких как устойчивость, асимптотическая скорость сходимости, реализуемость на конкретных технических средствах, точность аппроксимации. В качестве критерия аппроксимации можно воспользоваться минимумом среднестепенной нормы ошибок измерений

$$f_p(\theta) = \sum_{i=1}^n \lambda_i \|y_i - \hat{y}_i\|^p = \sum_{i=1}^n \lambda_i |\varepsilon_i|^p \rightarrow \min, \quad (5)$$

где λ_i – адаптивные весовые коэффициенты; y_i – результаты измерений; \hat{y}_i – модельные значения, получаемые с использованием оценок $\theta_j, j = \overline{1, m}$; $\varepsilon_i = y_i - \hat{y}_i, i = \overline{1, n}$ – ошибки измерений, p – показатель степени, от значения которого зависят свойства оценок (несмещенность, состоятельность, эффективность, устойчивость).

Математическое описание производственных функций может быть представлено различного рода соотношениями – от линейных алгебраических уравнений произвольного порядка до рекуррентных соотношений, связывающих состояния изучаемого объекта в различные периоды времени. Первоначально производственные функции задаются в мультипликативной форме, а затем переводятся в аддитивную форму. Каждая из форм представления производственных функций имеет свои достоинства и недостатки.

Производственная функция (2) представляет зависимость изменения результирующего показателя объема производимой продукции y от совокупного изменения нескольких показателей-факторов x_1, x_2, \dots, x_n и может быть записана соотношением:

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (6)$$

где y – результирующий показатель (объем производимой продукции, чистый доход); x_1, x_2, \dots, x_n – показатели-факторы (капиталовложения, затраты труда и средств производства, проявления внешней среды); $y = f(\bullet)$ – функциональная линейная или нелинейная зависимость относительно искомых параметров модели и результатов наблюдений.

Классическим примером нелинейной производственной функции является статическая производственная функция Кобба-Дугласа вида:

$$Q = AK^\alpha L^\beta, \quad (7)$$

где Q – результат производства; K – финансовые ресурсы (капитал); L – трудовые затраты (количество работающих); α и β – коэффициенты эластичности производственной функции: α характеризует относительный прирост продукции на единицу прироста финансовых ресурсов при $L = \text{const}$, β характеризует относительный прирост продукции на единицу прироста трудовых затрат при $K = \text{const}$.

Динамическая зависимость выпускаемой продукции от времени описывается производственной функцией Тинбергена вида:

$$Q = AK^\alpha L^\beta \exp(\lambda t), \quad (8)$$

где $\exp(\lambda t)$ – зависимость, отражающая временную тенденцию, обусловленную научно-техническим прогрессом; коэффициенты эластичности α и β могут находиться в некоторых взаимоотношениях и в том числе могут удовлетворять условию нормирования $\alpha + \beta = 1$.

Прологарифмировав соотношение (8), получим выражение:

$$\ln Q = \ln A + \alpha \ln K + \beta \ln L + \lambda t, \quad (9)$$

из которого после введения новых переменных получим линейную многофакторную модель производственной функции:

$$y = a_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3 + \lambda t, \quad (10)$$

где $y = \ln Q$, $x_2 = \ln K$, $x_3 = \ln L$, $a_1 = \ln A$, $a_2 = \alpha$, $a_3 = \beta$ – темпы прироста выпуска продукции, финан-

совых ресурсов и трудовых затрат и соответствующие им коэффициенты эластичности.

Если пренебречь изменением производительности оборудования с течением времени λt за счет его старения и учесть случайные возмущающие воздействия u , отражающие погрешности измерений и шумов, то производственная функция (10) примет вид:

$$y = a_1 + a_2 x_2 + a_3 x_3 + u, \quad (11)$$

где a_1, a_2, a_3 – параметры модели производственной функции.

Для выборки, состоящей из m наблюдений над переменной y и $n - 1$ объясняющими переменными x_2, \dots, x_n , при наличии возмущения u линейную модель производственной функции (11) можно записать в виде:

$$y_i = \alpha_1 + \alpha_2 x_{2j} + \dots + a_i x_{ij} + \dots + a_n x_{ni} + u, \\ i = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}, \quad (12)$$

где $y_j, x_{2j}, \dots, x_{nj}$ – результаты j -го наблюдения; $a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n$ – искомые параметры производственной функции, оценки которых необходимо получить по результатам наблюдений; u – возмущение с неизвестными параметрами распределения.

Математическое описание бизнес-процессов управления производством можно представить следующими инвариантными соотношениями: 1) графической моделью в виде граф-схемы алгоритма управления; 2) логической моделью в виде логико-операторного уравнения алгоритма управления; 3) матричной моделью, описывающей одним из способов топологию граф-схемы алгоритма управления; 4) математической моделью в виде регулярного выражения алгебры событий.

Графическая модель бизнес-процесса выполнения планового задания производства представлена на рис. 1 блок-схемой алгоритма управления. Этой модели однозначно сопоставима логическая модель в виде логического операторного уравнения или регулярного выражения алгебры событий. Алгебра событий определяет для множества всех событий операции дизъюнкции, конъюнкции и итерации [3].

Дизъюнкцией двух событий $S_1 \vee S_2$ называется теоретико-множественное объединение событий S_1 и S_2 , означающее наступление одного из событий S_1 или S_2 . Произведением двух событий $S_1 \circ S_2$ называется событие, состоящее из всех слов вида pq , где p – любое слово события S_1 , а q – любое слово события S_2 . Итерацией события S называется событие, состоящее из пустого слова e и всевозможных слов вида $p_1 p_2 \dots p_n$, где p_1, p_2, \dots, p_n – произвольные слова события S , а n – любое натуральное число.

Аппарат регулярных выражений алгебры событий составляют алгебра операторов $R_{\text{оп}}$ и алгебра условий

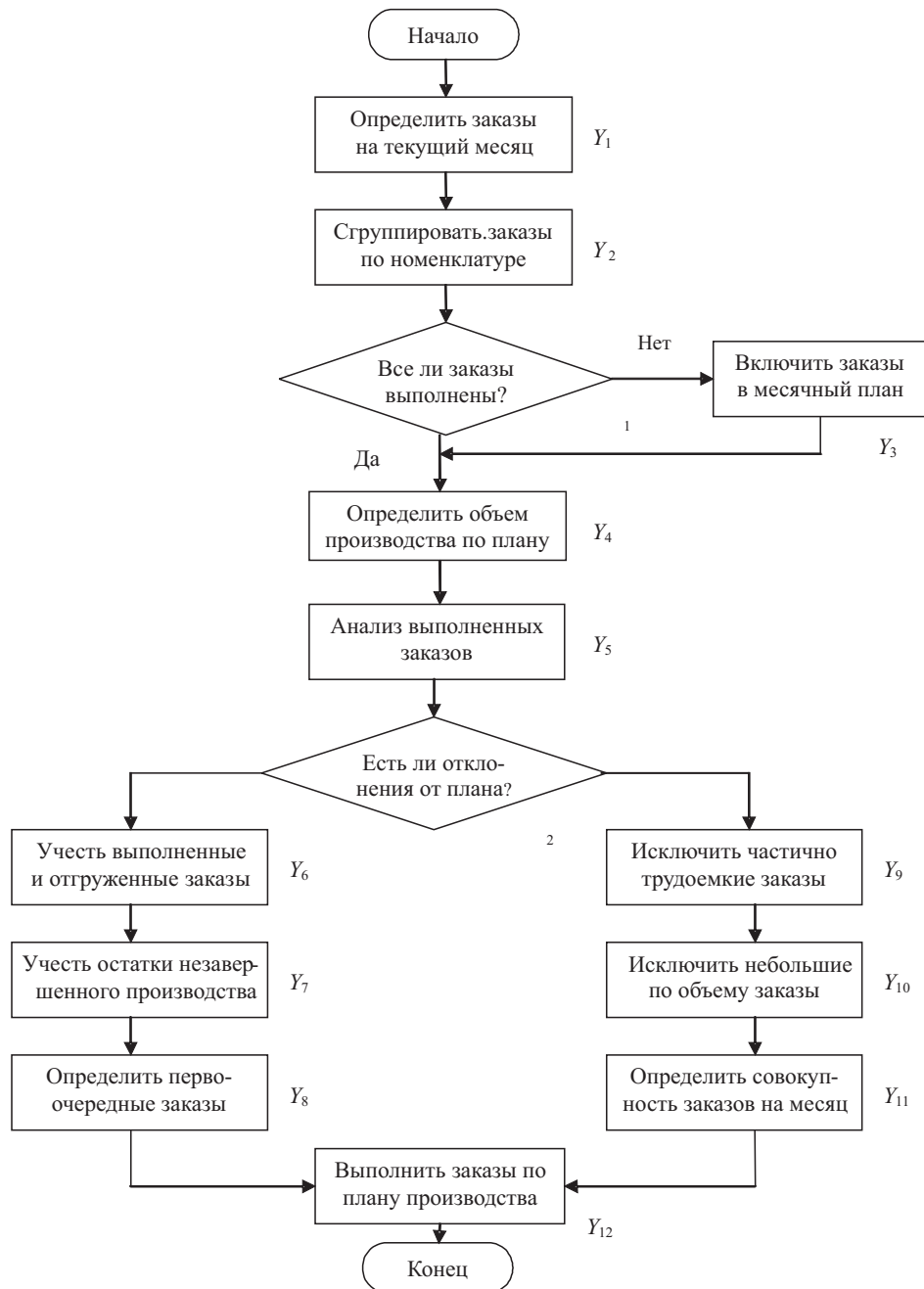


Рисунок 1 – Математическая модель бизнес-процессов оперативного управления выполнением план-графиков производства

R_{yc} . Элементами алгебры операторов $R_{оп}$ являются все операторы Y_j , определяющие деятельность бизнес-процесса и обозначающие конкретные акты деятельности по преобразованию входных ресурсов в выходной продукт. Кроме основных операторов Y_j , в алгебру $R_{оп}$ входят два вспомогательных оператора: тождественный оператор E и пустой оператор \emptyset .

Элементами алгебры условий R_{yc} являются все логические условия X_i , которые принимают значения только $X_i = 1$ или $X_i = 0$. Кроме основных условий X_i , в алгебру R_{yc} входят два вспомогательных условия: «1» – тождественно-истинное значение и «0» – тождественно-ложное значение.

Представление любого оператора из алгебры $R_{оп}$ через алфавит этой алгебры, содержащий все опе-

раторы и условия на множестве n , называется регулярным выражением алгебры событий (РВАС) и обозначается

$$R = (Y_j, X_i, E, \emptyset, 1, 0), \quad (13)$$

причем условным и линейным операторам РВАС соответствуют переменные, последовательности операторов – операции их произведения (конкатенации), параллельно соединенным ветвям – операция дизъюнкции переменных, циклам – операция итерации переменных; условные операторы указываются в скобках для того, чтобы отличить их от линейных операторов.

Математическая модель бизнес-процессов оперативного управления выполнением план-графиков производства (рис. 1), построенная в классе регулярных выражений алгебры событий, имеет следующий вид:

$$R = Y_1 \cdot Y_2 \cdot \alpha_1 (Y_4 \cdot Y_5 \vee Y_3)^{\alpha_1} \times \\ \times \alpha_2 (Y_6 \cdot Y_7 \cdot Y_8 \vee Y_9 \cdot Y_{10} \cdot Y_{11})^{\alpha_2} \cdot Y_{12}, \quad (14)$$

где Y_1 – оператор определения заказов на текущий месяц; Y_2 – оператор группирования заказов по номенклатуре; Y_3 – оператор включения заказов в месячный план; Y_4 – оператор определения планового объема производства по номенклатуре на конкретные сутки; Y_5 – оператор анализа выполненных заказов; Y_6 – оператор установления заказов, по которым выполнена отгрузка; Y_7 – оператор учета остатков незавершенного производства; Y_8 – оператор определения первоочередных заказов; Y_9 – оператор частичного или полного исключения трудоемких заказов; Y_{10} – оператор определения первоочередных заказов; Y_{12} – оператор выполнения плановых заказов производства с учетом отклонений; α_1 – условный оператор проверки выполнения заказов на начало месяца; α_2 – условный оператор проверки существования отклонений от плановых показателей.

УДК 681.3+681.5:007

Н. В. Алипов, И. Н. Алипов, М. И. Хиль, В. Н. Сидоров

ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ К РЕГУЛЯРНЫМ СИММЕТРИЧНЫМ ПОМЕХАМ АЛГОРИТМОВ ПОИСКА ТОЧКИ С ХАРАКТЕРНЫМ ПРИЗНАКОМ

Приводятся примеры построения помехоустойчивых к регулярным симметричным помехам алгоритмов поиска точки с характерным признаком при различных параметрах импульсной последовательности. Показывается, каким образом следует использовать результаты теории помехоустойчивого поиска для кодирования информации.

ВЫВОДЫ

Разработаны методология, алгоритмы и вычислительные процедуры моделирования бизнес-процессов управления производством. Усовершенствованы математические модели бизнес-процессов за счет использования производственных функций, блок-схем алгоритмов управления и регулярных выражений алгебры событий. Построенные производственные функции вошли в состав математической модели формирования оптимальной производственной программы предприятия, что позволило значительно повысить качество бизнес-процессов управления производством.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Андерсен Б. Бизнес-процессы. Инструменты совершенствования. – М.: Стандарты и качество, 2004. – 272 с.
2. Елиферов В. Г., Репин В. В. Бизнес-процессы: Регламентация и управление. – М.: ИНФРА-М, 2004. – 319 с.
3. Чижухин Г. Н. Лекции по основам математической логики и теории алгоритмов. – Пенза: Изд-во ПГУ, 1999. – 84 с.

Надійшла 5.07.04
Після доробки 8.04.05

Виконано аналіз функціонального і процесного підходів до управління бізнес-процесами. Досліджено методи і засоби математичного моделювання бізнес-процесів. Сформульовано постановку задачі синтезу математичних моделей управління бізнес-процесами. Розроблено методи, алгоритми та обчислювальні процедури моделювання процесів підтримки прийняття рішень при управлінні бізнес-процесами.

The analysis of functional and process approaches to business process control is carried out. The mathematical modeling of business process methods and tools are researched. The problem definition of the mathematical models of business process control synthesis is formulated. The methods, algorithms and computational procedures of the support of acceptance decision processes of modeling are developed.

ВВЕДЕНИЕ

Широкое внедрение компьютерных систем в различные области науки и производства породило проблему защиты информации. Новым направлением в разви-

тии криптографических методов является направление, связанное с применением конечных автоматов с псевдослучайными переходами [1, 2]. Функционирование таких автоматов задают помехоустойчивые алгоритмы поиска, синтезированные для различных параметров воздействий, накладываемых на процесс поиска [2, 3].

ПРИМЕРЫ СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

К настоящему моменту разработаны основы синтеза помехоустойчивых к регулярным симметричным виртуальным воздействиям. Цель данной работы – разработка примеров алгоритмов помехоустойчивого поиска для конкретных параметров регулярного симметричного воздействия.

Построение таких алгоритмов, как это уже известно, выполняют по схеме от частного (единичного) к общему. Для $i = 1$ в условиях помех за один шаг исходный интервал неопределенности относительно точки с характерным признаком уменьшить нельзя.

Поэтому для целевой функции алгоритма при $i = 2$, ($H = \ell = 1, k = 1, a = 4$) будет иметь соотношение

$$\psi_{2,8}^{a,\ell,H}(1,1) = 1. \tag{1}$$

Действительно, пусть получатся исходы

$$mb; \quad bm, \tag{2}$$

где m означает, что смесь сигнала и помехи меньше значения координаты точки x_1^1 ; b – означает, что эта смесь больше значения координаты точки x_1^1 . Заметим, что если m или b стоит на первой позиции, то это соответствует исходу первого шага алгоритма; если на второй позиции, то это соответствует исходу второго шага алгоритма. Помеха может иметь отрицательную или положительную полярность. Поэтому возникшее противоречие на первых двух шагах алгоритма нельзя однозначно толковать. Это и подтверждает истинность соотношения

$$\psi_{2,8}^{4,1,1}(2,1) = 1. \tag{3}$$

Пусть $i = 3$, тогда в результате выполнения первых трех шагов алгоритма будем иметь исходы:

$$mbb; \quad mbm; \quad bmm; \quad mb\bar{b}. \tag{4}$$

Для первого исхода – помеха отсутствовала на втором шаге алгоритма, по этой причине $x \in [x_1^1, 1)$. Поскольку в распоряжении алгоритма не осталось ни одного шага, то $\ell([x_1^1, 1)) = h$; где $\ell([x_1^1, 1))$ – длина отрезка $[x_1^1, 1)$.

Для второго исхода – помеха отсутствовала на первом и третьем шагах алгоритма, по этой причине их результаты верны, и будем иметь $x \in [0, x_1^1)$.

Для третьего исхода характерно то, что помеха отсутствовала при выполнении второго шага, и на этом основании устанавливаем $x \in [0, x_1^1)$.

Для четвертого исхода характерно то, что помеха отсутствовала при выполнении первого и третьего шагов.

По этой причине полагаем $x \in [x_1^1, 1)$. Итак, в худшем случае исходный интервал будет разбит на две равные части, откуда имеем такие соотношения:

$$\psi_{2,8}^{4,1,1}(3,1) = 2. \tag{5}$$

Для $i = 4$ при выполнении первых трех шагов алгоритма будем иметь такие же исходы, как и для $i = 3$. При этом, если возникает второй из них, то на четвертом шаге действует помеха отрицательной полярности и полуоткрытый интервал неопределенности $[0, x_1^1)$ уменьшить на этом шаге не представляется возможным; если возникает четвертый исход, то, по условию, на втором шаге будет действовать помеха отрицательной полярности и полуоткрытый интервал неопределенности $[x_1^1, 1)$ на четвертом шаге невозможно изменить. С учетом сказанного, для целевой функции алгоритма справедливо соотношение

$$\psi_{2,8}^{4,1,1}(3,1) = 2. \tag{6}$$

На основании соотношений (1), (3), (5), (6) устанавливаем такую закономерность:

$$\psi_{2,8}^{4,1,1}(i,1) = 2 \cdot \psi_{2,8}^{4,1,1}(i-2,1) \tag{7}$$

и получаем такой ряд целых положительных чисел (табл. 1).

Таблица 1

| | | | | | | | | | | | | |
|---------------------------|-----|---|---|---|---|---|---|---|---|----|----|----|
| ψ | i | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 |
| $\psi_{2,8}^{4,1,1}(i,1)$ | | 1 | 1 | 2 | 2 | 4 | 4 | 8 | 8 | 16 | 16 | 32 |

Показано, что соотношение (6) справедливо для любого a . Аналогичным образом строятся алгоритмы для других значений ℓ и H .

Рассмотрим другой случай, для которого характерно то, что $k = 2, \ell = H = 1$, очевидно, что

$$\psi_{2,8}^{a,1,1}(1,3) = 2 \cdot \psi_{2,8}^{a,1,1}(2,3) = 1;$$

$$\psi_{2,8}^{a,1,1}(3,3) = 3. \tag{8}$$

В результате выполнения первого шага алгоритма (рассматривается случай, когда амплитуда помехи превосходит исходный интервал неопределенности) возникает один из исходов:

$$a_1) x(t_1) \in [0, x_1^1];$$

$$a_2) x(t_1) \in [x_1^1, x_2^1];$$

$$a_3) x(t_1) \in [x_2^1, 1).$$

Исходы $a_1)$, $a_3)$ являются наилучшими, амплитуда помехи может быть в первом случае не меньше, чем величина $\ell[(x_1^1, 1)]$; во втором случае – не меньше, чем величина $\ell[(0, x_2^1)]$.

Рассмотрим один из них, к примеру, исход $a_1)$. Согласно рассмотренной логической схеме алгоритма [4], на втором шаге применяется смешанная стратегия. В результате выполнения первых трех шагов алгоритма может возникнуть один из исходов (4). Для первого исхода, как уже отмечалось, помеха проявляет себя на первом и третьем шаге алгоритма. По той же причине на четвертом шаге она не проявляется, и полуоткрытый интервал неопределенности $[x_1^1, 1)$ будет разбит на две равные части. Для второго исхода характерно то, что помеха действует на четных шагах алгоритма. По этой причине полуоткрытый интервал неопределенности $[0, x_1^1)$ на четвертом шаге не уменьшается. Длина этого интервала равна дискретности преобразования δ , а длина интервала $[x_1^1, 1)$ равна 2δ , следовательно, за четыре шага алгоритма, в наилучшем случае, длина исходного интервала неопределенности будет разбита на три равные части. Это и доказывает истинность соотношения

$$\psi_{2,8}^{a,1,1}(4, 2) = 3. \quad (9)$$

Для $i = 5$ в результате выполнения первых трех шагов алгоритма возникают исходы (4). Для первого такого исхода справедливо соотношение $x \in [x_1^1, 1)$ и помеха действует на нечетных шагах алгоритма. Поэтому на четвертом шаге полуоткрытый интервал $[x_1^1, 1)$ будет разбит на три равные части. Если возникает второй исход, то помеха действует на четных шагах алгоритма. В этом случае полуоткрытый интервал неопределенности $[0, x_1^1)$ будет на пятом шаге разбит на три равные части. Откуда устанавливаем закономерность:

$$\psi_{2,8}^{a,1,1}(5, 2) = 6. \quad (10)$$

В том случае, когда $i = 6$ при выполнении первых двух шагов алгоритма возникает один из исходов

$$мм; мб; бб; бм. \quad (11)$$

Для первого и третьего исходов проявления помехи не обнаружено. В распоряжении алгоритма осталось четыре шага и выделенный интервал неопределенности будет разбит на три равные части, следовательно, в этом случае длина отрезка $\ell[(x_1^1, 1)]$ будет равна 6δ .

Для второго и четвертого исходов последовательности (11) на третьем шаге применяем смешанную стратегию, и при этом может появиться один из исходов последовательности (4).

Если при этом возникает первый исход, то помеха, как нам уже известно, действует на нечетных шагах алгоритма. В распоряжении алгоритма осталось два четных шага: четвертый и шестой. За два этих шага интервал неопределенности $[x_1^1, 1)$ будет разбит на девять равных частей. Из двух возможных оценок полуоткрытого интервала $[x_1^1, 1)$ выбираем наилучшую (наименьшую). В первом случае этот интервал разбивается на шесть частей, во втором – на девять. Оценкой выступает наименьшее количество частей: шесть равных частей. Если возникает второй исход последовательности (4), то помеха действует на четных шагах алгоритма. За оставшийся один нечетный (пятый) шаг полуоткрытый интервал неопределенности $[0, x_1^1)$ будет разбит на три равные части. Проведенный анализ устанавливает:

$$\psi_{2,8}^{a,1,1}(6, 2) = 6 + 3 = 9. \quad (12)$$

Применяя и в дальнейшем эту схему построения алгоритма, получаем новый ряд целых положительных чисел (табл. 2).

Таблица 2

| | | | | | | | | | | |
|----------------------------|-----|---|---|---|---|---|---|----|----|----|
| ψ | i | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| $\psi_{2,8}^{4,1,1}(i, 2)$ | | 1 | 1 | 3 | 3 | 6 | 9 | 15 | 27 | 42 |

Рассмотрим еще один пример построения алгоритмов для таких параметров алгоритмов: $k = 2$, $\ell = 1$, $H = 2$, амплитуда помехи превосходит исходный интервал неопределенности.

В этих условиях после выполнения первых трех шагов алгоритма может появиться один из исходов

$$мбб; мбм; бмм; бмб. \quad (13)$$

Для первого исхода характерно то, что $x \in [x_1^1, 1)$ и помеха действовала на первом шаге алгоритма, затем по условию на втором и третьем шагах помеха отсутствовала. Третий шаг выполняется таким образом: одной точкой эксперимента является x_1^1 , вторая точка равномерно делит интервал $(x_1^1, 1)$. Пусть $i = 5$, тогда по условию помеха действует на четвертом шаге, а на шестом шаге она отсутствует.

Наконец на третьем шаге интервал $(x_1^1, 1)$ разбивается на две равные части и новый интервал неопределенности на шестом шаге разбивается на три равные части. Следовательно, длина отрезка $[x_1^1, 1)$ равна 6δ . Если возникает второй исход, то помеха действовала на втором шаге, на первом и третьем и пятом она будет отсутствовать. По этой причине отрезок $[0, x_1^1)$ будет разбит на три равные части. На этом основании устанавливаем

$$\psi_{2,8}^{a,1,2}(5, 2) = 9. \quad (14)$$

Для меньших значений i значение целевой функции необходимо взять из табл. 2.

Если при совершении второго шага возникают те же исходы, что и на первом шаге, то помеха не проявляется, в распоряжении алгоритма осталось $(i-2)$ шагов алгоритма. Для таких исходов каждый из трех интервалов неопределенности будет разбит на $\psi_{2,8}^{a,1,2}(3, 2)$ равные части. На этом основании устанавливаем другое соотношение для целевой функции:

$$\psi_{2,8}^{a,1,2}(5, 2) = 3\psi_{2,8}^{a,1,2}(3, 2). \quad (15)$$

Из двух соотношений выбираем то, у которого целевая функция имеет меньшее значение. Это значение равно девяти.

Показано, что для других значений справедливо равенство:

$$\psi_{2,8}^{a,1,2}(i, 2) = 3\psi_{2,8}^{a,1,2}(i-2, 2). \quad (16)$$

Полученные соотношения позволяют определить следующий алгоритм:

1-й шаг: распределить точки эксперимента так: $x_1^1 = 3\delta; x_2^1 = 6\delta$.

2-й шаг: применить принцип «повторных сравнений»: $x_1^2 = x_1^1; x_2^2 = x_2^1$. Если результаты эксперимента совпали на первых двух шагах алгоритма, то применить к вышеуказанному интервалу неопределенности $(i-2)$ -шаговый помехоустойчивый алгоритм. Если результаты эксперимента не совпали, то совершить третий шаг алгоритма следующим образом:

для исхода $a_1)$ вида $мб$:

$$x_1^3 = x_1^1; x_2^3 = 6\delta;$$

для исхода $a_3)$ вида $бм$:

$$x_1^3 = 3\delta; x_2^3 = 6\delta;$$

для исхода $a_2)$ любого типа:

$$x_1^3 = 3\delta; x_2^3 = 6\delta.$$

На последующих шагах алгоритма решение об интервале неопределенности принимать, как было описано выше.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Нами показано, что используя логические схемы построения алгоритмов поиска, правила формирования нового интервала неопределенности и распределения точек эксперимента во вновь выделенном интервале неопределенности, можно для любых параметров алгоритма поиска и параметров регулярного симметричного воздействия синтезировать помехоустойчивый алгоритм поиска, а следовательно, определить функционирование конечного автомата с псевдослучайными переходами систем защиты информации.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Алипов Н. В. Дискретные автоматы с псевдослучайными переходами и подстановочные методы защиты информации на их основе // Радиоэлектроника и информатика. – 2001. – № 4. – С. 95–98.
2. Алипов Н. В. Помехоустойчивый поиск точки с характерным признаком и кодирование информации // Радиоэлектроника и информатика. – 2000. – № 4. – С. 82–86.
3. Алипов Н. В., Охупкин А. А., Ребезюк Л. Н. Защита информации в дискретном канале на основе устойчивых к периодическим помехам алгоритмов поиска точки с характерным признаком // АСУ и приборы автоматики. – 1999. – Вып. 109. – С. 108–115.

Надійшла 25.05.04

Після доробки 21.03.05

Приводяться приклади побудови завадостійких до регулярних симетричних перехід алгоритмів пошуку точки з характерною ознакою при різних параметрах імпульсної послідовності. Показується, яким чином варто використовувати результати теорії завадостійкого пошуку для кодування інформації.

Cite an instance buildings antinoise to regular symmetrical hindrances of algorithms of searching spots with the distinctive sign under different parameters of pulsed sequence. Appears, what should be used results of theories of antinoise searching in coding information.

А. А. Андросова

РАЗРАБОТКА ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПРОГНОЗА ПРИБЫЛИ СТРАХОВОЙ КОМПАНИИ

Статья посвящена разработке динамической модели прогноза прибыли страховой компании, которая позволяет определять условия страхования в зависимости от свойств объекта и характеристик клиента, заключающего договор.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Интенсивное развитие страхового бизнеса на Украине привело к жесткой конкуренции на отечественном рынке страхования. Управляющим страховых компаний приходится решать вопросы, связанные с определением оптимального размера страхового тарифа, оценением риска, принятием решения о перестраховании договоров, определением оптимального объема страхового портфеля, планированием страховой деятельности. Поэтому актуальным является создание инструментария, позволяющего прогнозировать прибыль и оценивать степень риска при утверждении условий страхового договора.

В работе [1] предложены распределения, пригодные для описания числа требований и величины иска к страховой компании, рассмотрены особенности динамических моделей, описываемых стохастическими дифференциальными уравнениями. Предложенные модели не учитывают влияние индивидуальных характеристик клиента и объекта страхования на риск и доходность страховой компании.

Работа [2] посвящена разработке модели поведения страховой компании, стремящейся к извлечению максимальной прибыли, в основу которой положен вероятностный подход. Но в ней не учтена специфика украинской экономики.

Вычисление распределения итогового резерва и оптимальной нетто-ставки с учетом двух моментов индивидуального иска представлены в [3]. Рассматриваемая модель является статической и не отражает динамику страховых процессов.

Целью работы является создание математической модели, позволяющей прогнозировать прибыль страховой компании и оценивать условия проекта страхового договора.

МОДЕЛЬ ПРОГНОЗА ПРИБЫЛИ

Для достижения поставленной цели необходимо провести анализ характеристик страховой компании как объекта управления, классифицировать и формализовать переменные, осуществить постановку задачи моделирования, сформировать систему уравнений модели.

Анализ характеристик страховой компании позволяет сделать вывод о том, что количество заключаемых договоров и их объемы являются случайной функцией времени, и в отдельных видах страхования носят сезонный характер (например, страхование сельскохозяйственных культур). Характеристики клиентов, как и свойства объектов страхования, могут меняться со временем, что для первых отражается в предоставлении скидок или их отмене, а для вторых в изменении условий страхования. Величина страхового тарифа, объемы страховых платежей и выплат также являются функциями времени. Это определяет нестационарный характер процесса страхования.

Показатели системы страхования оказывают взаимное влияние друг на друга: характеристики клиентов и свойства объектов страхования влияют на условия страхового договора, от размера страхового тарифа зависит количество и объемы заключаемых договоров, прибыль компании зависит от вероятности наступления страховых случаев и тяжести наступивших страховых событий. На основании этого процесс страхования определяется как нелинейный.

Наступление страхового события и размер причиненного им ущерба носит случайный характер и может иметь свойства пуассоновского или винеровского процессов.

Анализ характеристик процесса страхования определяет его нестационарность, случайность и нелинейность, поэтому для осуществления прогноза из класса моделей выбираем динамическую, стохастическую с нелинейным характером переменных.

На основании проведенного анализа характеристик страховой компании классифицируем переменные системы страхования на множество входных переменных – X , множество выходных переменных – Y и множество управляющих переменных – U .

В качестве составляющих множества входных переменных выступают заявления на заключения страховых договоров $\bar{X}_i \in X$ ($i = \overline{1, m}$, где m – количество заявлений на заключение страховых договоров).

$$\bar{X}_i = \bar{X}_i(c_i, b_i, ss_i, ts_i), \quad (1)$$

где c_i – вектор характеристик клиента; b_i – вектор свойств объекта страхования; ss_i – страховая сумма; ts_i – срок страхования.

Элементами множества выходных переменных являются результаты деятельности страховой компании $\bar{Y}_i \in Y$.

$$\bar{Y}_i = \bar{Y}_i(sv_i, Q), \quad (2)$$

где sv_i – размеры страховых выплат по договорам, $0 \leq sv_i \leq ss_i$; Q – прибыль страховой компании.

Составляющими множества управляющих переменных выступают решения менеджера страховой компании об изменении условий страхования, структуры страхового портфеля, объема работы агентов $\bar{U}_t \in U$.

$$\bar{U}_t = \bar{U}_t(tar_i, fr_i, sk_i, ([n_1], [n_2], \dots, [n_j]), Ag), \quad (3)$$

где tar_i – величина тарифа по договору, fr_i – размер франшизы, sk_i – уровень скидки для клиента, заключающего договор; $[n_j]$ – доля договоров j -го вида страхования в портфеле; $([n_1], [n_2], \dots, [n_j])$ – структура страхового портфеля; Ag – объем работы агентов.

Анализ особенностей характеристик системы страхования, классификация и формализация переменных [4] позволяет поставить следующую задачу моделирования: разработать динамическую вероятностную модель с нелинейным характером переменных, позволяющую прогнозировать прибыль компании и оценивать степень риска при утверждении условий страхования.

Для определения взаимосвязей переменных и постулирования функциональных зависимостей, составляющих сущность разработки математической модели, декомпозируем деятельность страховой компании по функциональному признаку на три уровня: микроуровень, средний уровень и макроуровень. На микроуровне (рис. 1, блоки 1.1-1.3) рассматривается движение средств, поступающих в страховую компанию по каждому заключаемому договору. Входные переменные системы $\bar{X}_i(c_i, b_i, ss_i, ts_i)$ изначально зависят от значения тарифа Tar_j , предлагаемого по данному виду страхования и рассчитываемого в блоке 2.6 среднего уровня: $ss_i = f_1(Tar_j, c_i, b_i)$; $ts_i = f_2(Tar_j)$. В зависимости от свойств объекта b_i и

срока страхования ts_i , поступающих на вход блока 1.1, осуществляется корректировка тарифа Tar_j с целью учета особенностей объекта при страховании. $tar_i = f_3(Tar_j, b_i, ts_i)$ – выходная переменная блока 1.1.

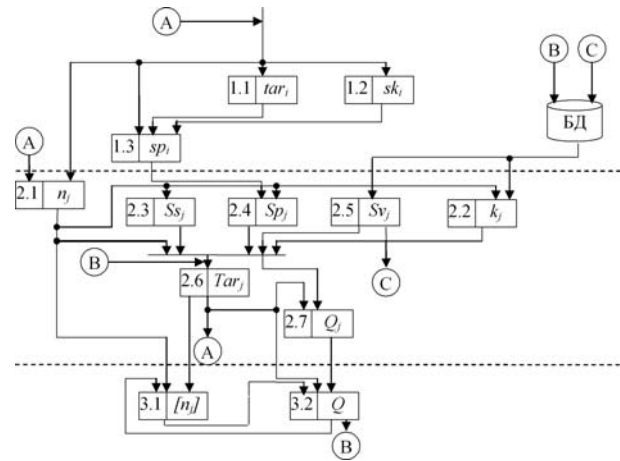


Рисунок 1 – Структура движения средств страховой компании

Входными переменными блока 1.2 являются характеристики клиентов c_i , по которым определяются размеры скидок $sk_i = f_4(c_i)$. Выходные переменные блоков 1.1 и 1.2, а также значения заявленных страховых сумм ss_i являются входными переменными для блока 1.3, в котором рассчитываются размеры страховых платежей по договорам: $sp_i = f_5(ss_i, tar_i, sk_i)$. Значения выходных переменных sp_i блока 1.3 передаются в блок 2.4 среднего уровня.

На среднем уровне (блоки 2.1-2.7) рассматривается движение средств по каждому виду страхования. В блоке 2.1 определяется количество договоров n_j , заключаемых по j -му виду страхования. Значение выходной переменной блока 2.1 зависит от размера тарифа Tar_j , действующего по данному виду страхования (блок 2.6), и интенсивности поступления заявок на страхования m_j : $n_j = f_6(Tar_j, m_j)$. Значения числа договоров по каждому виду страхования передается в блок 3.1 макроуровня, где формируется структура страхового портфеля. Значения заявленных страховых сумм ss_i и рассчитанных в блоке 1.3 страховых платежей sp_i , которые передаются из микроуровня в блоки 2.3, 2.4 соответственно, определяют максимальный объем страховых обязательств по j -му виду страхования Ss_j и совокупный страховой платеж Sp_j . Таким образом, выходными переменными блока 2.3 будут являться значения максимальных страховых обязательств по каждому виду страхования: $Ss_j = f_7(ss_i, n_j)$, а блока 2.4 совокупного страхового платежа: $Sp_j = f_8(sp_i, n_j)$.

В блоках 2.2 и 2.5 соответственно осуществляется прогноз количества страховых исков k_j и размера совокупной по j -му виду страхования страховой выплаты Sv_j . Страховая статистика по количеству k_j и размерам страховых выплат sv_i^* за предыдущие периоды, необходимая для расчетов в этих блоках, берется из базы данных. Выходными переменными блока 2.2 является количество страховых исков $k_j = f_9(k_j^*)$, блока 2.5 совокупная страховая выплата $Sv_j = f_{10}(sv_i^*, k_j^*)$.

В блоке 2.6, входами для которого являются значения выходных переменных блоков 2.12.5, происходит расчет тарифа для данного вида страхования $Tar_j = f_{11}(Sv_j, Ss_j, SP_j, nj, k_j, Q_j)$. Значение Tar_j является выходной переменной блока 2.6 и передается на микроуровень, а также вместе с выходными переменными блоков 2.12.5 в блок 2.7, где рассчитывается прибыль по j -му виду страхования $Q_j = f_{12}(Tar_j, Sv_j, Ss_j, SP_j, nj, k_j)$. Значения прибыли по каждому виду страхования Q_j передается на макроуровень в блок 3.2, где определяется прибыль по всей страховой компании.

На макроуровне (блоки 3.1–3.2) рассматривается движение средств по всей страховой компании. В блок 3.2 поступают значения прибыли по каждому виду страхования Q_j и значения Tar_j со среднего уровня, на основании которых вычисляется прибыль компании $Q = f_{13}(Q_j, Tar_j)$. На макроуровне осуществляется анализ прибыли всей компании Q и доли каждого вида страхования в ней ($[n_1], [n_2], \dots, [n_j]$) блок 3.1. За счет высокой прибыли по отдельным видам страхования, может проводиться расширение поля деятельности в видах, где прибыль низкая, путем уменьшения тарифа. Также решение о снижении тарифов с целью привлечения клиентов может приниматься в видах страхования, для которых характерна высокая прибыль и малое количество клиентов. Решение о повышении страхового тарифа по определенному виду страхования может быть связано с большим спросом на его продукцию, однако, при этом необходимо учитывать тарифную политику других страховых компаний, так как чрезмерное завышение тарифа может привести к оттоку клиентов в другие страховые организации. Таким образом, принятое решение об изменении страхового тарифа поступает на средний уровень в блок 2.6. Изменение страхового тарифа приведет, в свою очередь, к изменению структуры страхового портфеля (блок 3.1).

В соответствии с рассмотренными явлениями математическая модель разрабатывается на трех уровнях.

Подмодель микроуровня. При определении условий страхования осуществляется прогноз поступления средств по договору d_i . Для этого рассматривается

динамика изменения страхового тарифа по договору, заявленной страховой суммы, страховых платежей.

Динамика изменения страховой суммы по договору d_i имеет следующий вид:

$$\frac{dss_i(t)}{dt} = \beta_i \cdot f_i(c_i(t), Tar_j(t), b_i(t)), \quad (4)$$

где β_i – параметр модели, $f_i(c_i(t), Tar_j(t), b_i(t))$ – регрессионный полином, отражающий зависимость страховой суммы от свойств i -го клиента $c_i(t)$, величины тарифа $Tar_j(t)$ и характеристик объекта страхования $b_i(t)$.

Динамика изменения страхового тарифа по договору $d_i \in D_j$ (D_j – множество договоров, принадлежащих j -му виду страхования) представлена уравнением:

$$\frac{dtar_i(t)}{dt} = \alpha_i \cdot Tar_j(t), \quad (5)$$

где $Tar_j(t)$ – тариф, рассчитанный по j -му виду страхования, элемент обратной связи; α_i – параметр, зависящий от характеристик объекта b_i .

Изменение значения скидки во времени описывается уравнением:

$$\frac{dsk_i(t)}{dt} = \varepsilon_i \cdot sk_i(t), \quad (6)$$

где ε_i – параметр модели, зависящий от характеристик клиента.

Значение страхового платежа изменяется в зависимости от размера страхового тарифа tar_i , срока страхования ts_i и страховой суммы ss_i по договору d_i :

$$\frac{dsp_i}{dt} = \tau_i \cdot ss_i(t) \cdot tar_i(t) \cdot ts_i, \quad (7)$$

где τ_i – параметр модели, а значения ss_i , tar_i , sk_i вычисляются в (4), (5) и (6) соответственно.

Уравнения, характеризующие динамику движения средств, страховых платежей по каждому договору, позволяют рассмотреть движение средств, тарифов и числа договоров по каждому виду страхования, составляющих условия среднего уровня.

Подмодель среднего уровня. На данном уровне рассматривается динамика движения средств, страховых выплат, тарифов и числа договоров по каждому виду страхования.

Изменение количества заключаемых договоров по j -му виду страхования (блок 2.1) отражено в уравнении:

$$\frac{dn_j(t)}{dt} = \rho \cdot n_j(t), \quad (8)$$

где ρ – параметр модели.

Расчетные функции блоков 2.3, 2.4 представлены в виде:

$$\frac{dSs_j(t)}{dt} = \phi_j \sum_{i=1}^{n_j} ss_i(t), \quad (9)$$

$$\frac{dSp_j(t)}{dt} = \varphi_j \sum_{i=1}^{n_j} sp_i(t), \quad (10)$$

где n_j – количество договоров заключенных по j -му виду страхования, φ_j, ϕ_j – параметры модели, значения $ss_i(t)$ и $sp_i(t)$ вычисляются в (4) и (7).

Пусть $v([t_i, t_{i+1}), [y_k, y_{k+1}))$ – число исков, предъявленных страховой компании за время $[t_i, t_{i+1})$, значения которых принадлежат интервалу $[y_k, y_{k+1})$, $f(y, s)$ – значение страховой выплаты по иску y , поступившему в момент времени s . Следует отметить, что поток исков, поступающих в страховую компанию, является ординарным, т. к. вероятность того, что за достаточно короткое время в страховую компанию поступит два и более исков пренебрежительно мала по сравнению с вероятностью того, что за это время поступит один иск. Число исков, поступивших на одном интервале времени, не зависит от числа исков, поступивших на другом интервале времени. Следовательно, поток исков является потоком без последовательности. В пределах одного сезона поток исков можно рассматривать как стационарный. Таким образом, число исков, поступивших в страховую компанию, может быть описано процессом Пуассона:

$$P\{v(t, y) = k\} = \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t}, \quad \forall t \geq 0. \quad (11)$$

Динамика значения суммарной выплаты по j -му виду страхования, вычисляемого в блоке 2.5, описывается уравнением:

$$Sv_j(t) = \int_{t_0}^t \int_{fr_{\min}}^{ss_{\max}} f(y, s) v(ds, dy), \quad (12)$$

где fr_{\min}, ss_{\max} – соответственно наименьшее и наибольшее значения возможных страховых выплат. В силу того, что в начальный момент времени страховые выплаты равны нулю, приращения страховых выплат независимы в совокупности и априори имеют нормальное распределение, опишем случайные значения страховых выплат $sv_i = f(y, s)$ винеровским процессом:

$$P\{sv(t+h) - sv(t) < x\} = \frac{1}{2\pi|h|} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{y^2}{2|h|}} dy, \quad \forall t \geq 0. \quad (13)$$

Изменение тарифа по совокупности договоров j -го вида страхования (блок 2.6) характеризуется уравнением вида:

$$\begin{aligned} \frac{dTar_j(t)}{dt} = & \delta_0 \frac{Sv_j(t)}{k_j} \cdot \frac{n_j}{Ss_j(t)} + \sum_{i=1}^m \delta_i \cdot Tar_i^{CK}(t) + \\ & + \delta_{m+1} Q_j(t) + \delta_{m+2} Q_j(t), \end{aligned} \quad (14)$$

где $Ss_j(t), Sv_j(t)$ определены в (9) и (12); k_j – число произведенных страховых выплат; $Tar_i^{CK}(t)$ – тариф по j -му виду страхования i -й страховой компании; m – количество страховых компаний, конкурирующих с данной, δ_i – параметр. Прибыль по j -му виду страхования $Q_j(t)$ и прибыль по страховой компании $Q(t)$, значение которой передается из макроуровня элементы обратной связи.

Расчетная функция блока 2.7 описывается уравнением:

$$\frac{dQ_j(t)}{dt} = Sp_j(t) - Sv_j(t). \quad (15)$$

Таким образом, на основании прогноза движения средств и количества страховых договоров по каждому виду страхования, полученного по модели среднего уровня, можно осуществить прогноз прибыли страховой компании и структуры страхового портфеля. Для этого проследим движение средств по всей страховой компании.

Подмодель макроуровня. На макроуровне рассматривается динамика движения средств страховой компании (блок 3.2)

$$\frac{dQ(t)}{dt} = \chi \sum_{j=1}^w Q_j(t), \quad (16)$$

где w – число видов страхования, χ – параметр модели, значения $Q_j(t)$ вычисляются в (15).

Расчетная функция блока 3.1 представлена уравнением:

$$[n_j(t)] = \varsigma_j \cdot \frac{n_j(t)}{\sum_{k=1}^m n_k(t)} \cdot Tar_j(t), \quad (17)$$

где ς_j – параметр модели.

На основании прогноза прибыли страховой компании и прибыли по каждому виду страхования принимается решение об изменении страхового тарифа и структуры страхового портфеля для привлечения дополнительного числа клиентов, расширения поля деятельности.

ВЫВОДЫ

Научная новизна данной работы заключается в разработке динамической вероятностной модели с нели-

нейным характером переменных, позволяющей прогнозировать прибыль страховой компании. Практическая значимость состоит в том, что разработанная структура динамической модели позволяет определять условия страхования (страховую сумму, тариф, страховой платеж, размер скидки и франшизы) в зависимости от свойств объекта и характеристик клиента, заключающего договор. На основании прогноза, полученного по разработанной модели, осуществляется планирование страховой деятельности на определенный период времени.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Бондарев Б. В. Математические модели в страховании: Учебное пособие. Донецк: Алекс, 2002. 116 с.

2. Бенинг В. Е., Ротарь В. И. Одна модель оптимального поведения страховой компании // Экономика и математические методы. 1993 г. Том 29, вып. 4. С. 617–626.
3. Шоргин С. Я. Оценка нетто-ставки по договорам страхового портфеля при различных страховых суммах. // Финансы. – 1996. – № 1.
4. Андросова А. А. Анализ и формализация переменных в задаче управления страхованием // Вестник национального технического университета «ХПИ». 2004 г. № 36. С. 137–142.

Надійшла 10.11.04

Після доробки 19.05.05

Стаття присвячена розробці динамічної моделі прогнозу прибутку страхової компанії, яка дозволяє визначити умови страхування в залежності від властивостей об'єкта і характеристик клієнта, що укладає договір.

The article is devoted to dynamic model development, which task is to give forecast of an insurer profit that allows defining the terms of assurance depending on object properties and characteristics of covenanting client.

УДК 519.853

А. И. Вершина, Б. Т. Солдатов, А. Г. Маркин

АЛГОРИТМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РАБОЧИХ СТАНЦИЙ

Распределение рабочих станций по объектам представлено как задача нелинейного целочисленного программирования. Предложен алгоритм поиска решения, основанный на идеях градиентного метода и условия Липшица для условной сходимости с постоянным шагом. Приведены примеры использования разработанного алгоритма.

ВВЕДЕНИЕ

Существует множество задач, связанных с распределением вычислительной техники между различными объектами (подразделениями, компьютерными залами) как одной организации, например, в ВУЗе, так и объектов, разбросанных по обширной территории, с целью получения максимального экономического эффекта. Такая задача относится к нелинейному дискретному программированию и, в общем случае, не имеет решения. Предлагается «эвристический» алгоритм, для которого функционирование системы рассматривается как предельный случай системы массового обслуживания, а поиск «оптимального» распределения основан на особенностях градиентного метода и условия Липшица для условной сходимости с постоянным шагом.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Работу каждого объекта (подразделения, филиала) представим как систему массового обслуживания по предоставлению пользователям времени на рабочих станциях. Как система массового обслуживания каждый объект характеризуется следующими параметрами [1]:

- числом рабочих станций n ;
- плотностью потока пользователей (заявок) λ ;
- плотностью «потока обслуживания» одной рабочей станцией μ .

Величина λ обратно пропорциональна среднему времени поступления заявок, а μ обратно пропорциональна среднему времени обслуживания одного клиента.

Граф переходов в системе массового обслуживания из n рабочих станций имеет вид, представленный на рис. 1.

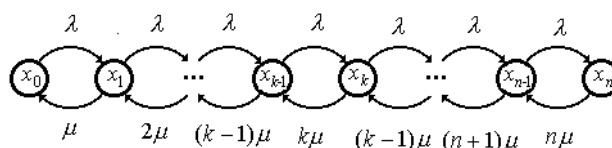


Рисунок 1 – Граф состояний системы

Состояние x_k ($0 \leq k \leq n$) состоит в том, что занято ровно k каналов из n . Из этого следует система дифференциальных уравнений (уравнения Эрланга):

$$\begin{aligned} \frac{dp_0(t)}{dt} &= -\lambda p_0(t) + \mu p_1(t); \\ \frac{dp_1(t)}{dt} &= -(\lambda + \mu)p_1(t) + \lambda p_0(t) + 2\mu p_2(t); \\ &\dots\dots\dots \\ \frac{dp_k(t)}{dt} &= -(\lambda + k\mu)p_k(t) + \lambda p_{k-1}(t) + (k+1)\mu p_{k+1}(t); \\ &\dots\dots\dots \\ \frac{dp_n(t)}{dt} &= -n\mu p_n(t) + \lambda p_{n-1}(t). \end{aligned} \quad (1)$$

Интегрирование производится при начальных условиях, когда в момент времени $t = 0$ все рабочие станции свободны:

$$p_0(0) = 1; p_k(0) = 0; (k > 0).$$

При $t \rightarrow \infty$ существует установившийся (предельный) режим работы системы массового обслуживания, при котором вероятности состояний определяются формулой Эрланга:

$$p_k = \frac{\frac{\alpha^k}{k!}}{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!}}, \quad (k = 0, 1, \dots, n), \quad (2)$$

где $\alpha = \frac{\lambda}{\mu}$.

Выражение для среднего числа занятых каналов определяется по формуле

$$\bar{k} = \sum_{k=0}^n k p_k. \quad (3)$$

Занятому каналу пропорционален доход, а затраты на создание системы пропорциональны количеству рабочих станций.

Объекты находятся в различных условиях, причем потребности в обслуживании отличаются друг от друга, что отражается в значениях плотности потоков заявок λ . Плотность потока обслуживаний μ в общем случае также различно. Эти величины можно оценивать исходя из среднего времени поступления заявок и среднего времени работы пользователей на рабочих станциях.

Материальные возможности по приобретению оборудования ограничены, что сказывается на общем ко-

личестве рабочих станций. Имеется ограничение также на количество станций для каждого объекта, связанные, например, с ограничением площади занимаемых помещений.

На основании изложенного, сформулируем следующую задачу нелинейного целочисленного программирования.

Найти значения числа рабочих станций каждого объекта n_i ($i = 1, 2, \dots, S$), где S – количество объектов, удовлетворяющие следующим условиям:

$$\bar{k}_i = \sum_{k=0}^{n_i} k p_{i,k}; \quad (i = 1, 2, \dots, S);$$

$$p_{i,k} = \frac{\frac{\alpha_i^k}{k!}}{\sum_{k=0}^{n_i} \frac{\alpha_i^k}{k!}} \quad (k = 0, 1, \dots, n_i), \quad \alpha_i = \frac{\lambda_i}{\mu};$$

$$n_i \leq N_i \quad (i = 1, 2, \dots, S);$$

$$\sum_{i=1}^S n_i \leq N, \quad (4)$$

где N_i и N – ограничения на количество рабочих станций объекта i и на суммарное количество рабочих станций соответственно.

Найти $\max \left(\sum_{i=1}^S (d_i \bar{k}_i - n_i z) \right)$, где d_i – доход, получаемый от одной полностью загруженной рабочей станции объекта i , а z – затраты на приобретение и установку одной рабочей станции.

Данная задача относится к области нелинейного целочисленного программирования [2], решение которой представляет известные трудности, так как искомые переменные входят в пределы знаков суммирования.

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

Предлагается алгоритм решения данной задачи, в основе которого лежат идеи градиентного метода. Данный алгоритм является «эвристическим» и построен с учетом следующих соображений.

При поиске решения ограничимся минимальным шагом, который в нашем случае является дискретным и равным единице. При этом дискретность самой функции на каждом шаге проявляться не будет. Увеличение значения неизвестных будет производиться только для одного из них, что будет соответствовать значению производной не равному нулю только одной

переменной, а для остальных это значение «принудительно» будет обнуляться.

Рассмотрим условие Липшица для сходимости градиентного метода для функции $f(x)$ с постоянным шагом h :

$$\|f'(x) - f'(y)\| \leq \Lambda \|x - y\| \text{ при всех } x, y \in R^m, \quad (5)$$

где шаг $h \in (0, 2/\Lambda)$; x, y – векторы переменных из множества R^m (в нашем случае они представляют векторы значений числа рабочих станций на каждом объекте).

Данное условие применимо к непрерывно дифференцируемым функциям и определяет условную сходимость. Путем введения дискретного шага, в каждой точке которого функция будет иметь производные, попытаемся выполнить это условие и на этом основании предложить алгоритм.

Так как значение шага не будет превышать единицы, то получим

$$\|x - y\| = 1 \text{ и } \Lambda = 2/h = 2,$$

то есть

$$\|f'(x) - f'(y)\| \leq 2. \quad (6)$$

Исследуем значения производных. Так как производные будут ненулевыми только для одной переменной и при этом из-за дискретности ее значения их не возможно определить, то воспользуемся отношениями приращений к минимальному шагу, который в нашем случае равен единице. В результате выражение (6) можно записать следующим образом:

$$d \left\| \left(\frac{\sum_{k=0}^{n+1} k \frac{\alpha^k}{k!} - \frac{\sum_{k=0}^n k \frac{\alpha^k}{k!}}{\sum_{k=0}^{n+1} \frac{\alpha^k}{k!} - \frac{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!}}}{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!} - \frac{\sum_{k=0}^{n-1} k \frac{\alpha^k}{k!}}{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!}}} \right) \right\| \leq 2. \quad (7)$$

Преобразуем правую часть неравенства, с целью выделить ожидаемое значение m и определить вероятность p_n того, что количество занятых компьютеров равно ровно n :

$$\begin{aligned} & d \left\| \left(\frac{\sum_{k=0}^n k \frac{\alpha^k}{k!} + (n+1) \frac{\alpha^{n+1}}{(n+1)!} - \frac{\sum_{k=0}^n k \frac{\alpha^k}{k!}}{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!} + \frac{\alpha^{n+1}}{(n+1)!}} - \frac{\sum_{k=0}^n k \frac{\alpha^k}{k!}}{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!}} \right) - \right. \\ & \left. - \left(\frac{\sum_{k=0}^n k \frac{\alpha^k}{k!} - n \frac{\alpha^n}{n!}}{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!} - \frac{\alpha^n}{n!}} \right) \right\| = \\ & = d \left\| \left(\frac{(m + \alpha p_n)}{1 + \frac{\alpha}{(n+1) p_n}} - m \right) - \left(m - \frac{m - n p_n}{1 - p_n} \right) \right\| = \\ & = d \left\| (n+1-m) \frac{p_n}{\frac{n+1}{\alpha} + p_n} - (n-m) \frac{p_n}{1-p_n} \right\| \leq 2, \quad (8) \end{aligned}$$

$$\text{где } m = \frac{\sum_{k=0}^n k \frac{\alpha^k}{k!}}{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!}}, \quad p_n = \frac{\frac{\alpha^n}{n!}}{\sum_{k=0}^n \frac{\alpha^k}{k!}}.$$

При написании выражений (7) и (8) индексы опущены, а затраты на приобретение и установку единицы оборудования при определении производных компенсируют друг друга и поэтому отсутствуют.

Введем обозначение

$$\Delta = d \left\| (n+1-m) \frac{p_n}{\frac{n+1}{\alpha} + p_n} - (n-m) \frac{p_n}{1-p_n} \right\|. \quad (9)$$

Оценим величину Δ , при $d = 1$ для различных значений n и α . Величину α будем задавать исходя из того, что величины λ и μ имеют один порядок. Результаты проведенных расчетов сведены в таблицу 1.

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что для доходов от каждой рабочей станции, равных единице ($d = 1$), требование условной сходимости в данном случае выполняется. Кроме того, с ростом числа рабочих станций оно становится более строгим. Для больших значений d условие может не выполняться, однако, с одной стороны, можно выбрать соответствующий масштаб, с другой – с ростом количества рабочих станций следует ожидать выполнение данного условия.

Так как в общем случае условная сходимость может не выполняться, то могут возникнуть определенные проблемы, требующие дополнительных исследований. Более того, условная сходимость не является доста-

Таблица 1 – Оценка величины Δ

| n | α | | | | | | |
|----|----------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | 0.1 | 0.4 | 0.7 | 1.0 | 4.0 | 7.0 | 10.0 |
| 1 | 0.0823 | 0.1931 | 0.2117 | 0.2000 | 0.0615 | 0.0269 | 0.0217 |
| 2 | 0.0082 | 0.0733 | 0.1319 | 0.1625 | 0.0797 | 0.0340 | 0.0270 |
| 3 | 0.0004 | 0.0162 | 0.0517 | 0.0904 | 0.0986 | 0.0427 | 0.0336 |
| 4 | 0.0000 | 0.0023 | 0.0135 | 0.0348 | 0.1136 | 0.0530 | 0.416 |
| 5 | | 0.0002 | 0.0026 | 0.0098 | 0.1188 | 0.0646 | 0.0510 |
| 6 | | 0.0000 | 0.0004 | 0.0021 | 0.1100 | 0.0765 | 0.0614 |
| 7 | | | 0.0000 | 0.0004 | 0.0883 | 0.0869 | 0.0719 |
| 8 | | | 0,0000 | 0.0001 | 0.0610 | 0.0933 | 0.0813 |
| 9 | | | | 0.0000 | 0.0362 | 0.0935 | 0.0876 |
| 10 | | | | 0,0000 | 0.0186 | 0.0864 | 0.0889 |
| 11 | | | | | 0.0089 | 0.0727 | 0.0839 |
| 12 | | | | | 0.0034 | 0.0555 | 0.0731 |
| 13 | | | | | 0.0012 | 0.0383 | 0.0583 |
| 14 | | | | | 0.0004 | 0.0239 | 0.0426 |
| 15 | | | | | 0.0001 | 0.0136 | 0.0287 |
| 16 | | | | | 0.0000 | 0.0071 | 0.0173 |
| 17 | | | | | 0,0000 | 0.0034 | 0.0098 |
| 18 | | | | | | 0.0015 | 0.0051 |
| 19 | | | | | | 0.0006 | 0.0025 |
| 20 | | | | | | 0.0002 | 0.0011 |
| 21 | | | | | | 0.0001 | 0.0005 |
| 22 | | | | | | 0.0000 | 0.0002 |
| 23 | | | | | | 0,0000 | 0.0001 |
| 24 | | | | | | | 0.0000 |

точным условием для того, чтобы метод сходился, и в данном случае мы имеем разрывную функцию, хотя постоянство выбранного шага позволит выполнять все необходимые действия.

Мы считаем, что предлагаемый алгоритм, основанный на идеях градиентного метода, достаточно правдоподобен и позволит получать удовлетворительные результаты. Его блок-схема приведена на рис. 2.

Блок 1. Выполняет ввод исходной информации, которая включает в себя количество объектов, их характеристики как системы массового обслуживания, ограничения, как для общего количества рабочих станций, так и для каждого объекта. Кроме того, учитывая

особенности построения алгоритма, необходимо ввести ограничения по количеству шагов поиска с изменением «градиента» и количеству шагов «по направлению». Наряду с этим, должны присутствовать условия прекращения поиска при незначительном изменении целевой функции в данном направлении. И минимальное значение нормы «градиента» при его изменении.

Целесообразно также, ввести начальное распределение рабочих станций по объектам (в алгоритме принято исходным распределение по одной рабочей станции на объект). Распределение представлено в двух видах: целочисленном и реальном, учитывающего дробные значения составляющих.

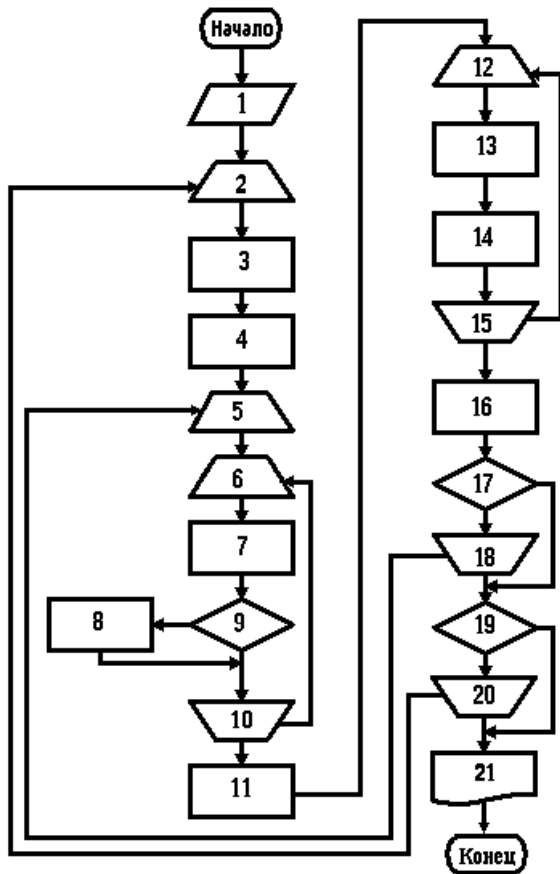


Рисунок 2 – Блок-схема алгоритма распределения рабочих станций

Блоки 2 и 20. Представляют начало и конец цикла, ограничивающего количество шагов, связанных с изменением «градиента».

Блок 3. Осуществляет оценку производных методом приращения для каждого объекта. При вычислении значений целевой функции необходимо учитывать ее особенности, заключающиеся в необходимости вычисления факториалов. Поскольку вычисляется отношение, в числителе которого степень, а в знаменателе факториал, необходимо организовать пошаговое выполнение этих значений, чтобы не произвело переполнение разрядной сетки.

Блок 4. Производит оценку «шага». При этом выделяется максимальная по модулю составляющая градиента, на которую делятся все остальные составляющие. В результате для производной, имеющей максимальное значение, шаг составит величину, равную единице, а шаг по остальным составляющим будет меньше единицы.

Блоки 5 и 18. Представляют начало и конец цикла, ограничивающего количество шагов «по направлению».

Блоки 6 и 10. Представляют начало и конец цикла по количеству объектов.

Блок 7. Определяет значения переменных путем суммирования шага для каждой составляющей, полученной в блоке 3. Затем выделяется целая часть, являющаяся значением переменной.

Блок 8. Проверяет ограничение по каждому объекту. В случае превышения допустимого значения осуществляется переход к блоку 9, иначе выполняется блок 10, определяющий продолжение или завершение цикла по количеству объектов.

Блок 9. Для составляющей, превысившей допустимое значение, производится ограничение этой составляющей. Кроме того, вводится признак для ограничения шагов по соответствующей составляющей.

Блок 11. Определение суммарного количества рабочих станций на данный момент.

Блоки 12 и 15. Цикл по превышению суммарного допустимого количества рабочих станций.

Блок 13. Поиск переменной, имеющей минимальное значение составляющей градиента и значение которой больше нуля.

Блок 14. Уменьшение найденной переменной на допустимую величину (она не может быть меньше нуля) с уменьшением значения суммарного количества рабочих станций.

Блок 16. Оценка целевой функции для новых значений переменных.

Блок 17. Проверка приращения целевой функции, если приращение незначительно, то осуществляется выход из цикла «по направлению» к пункту 19, в противном случае продолжается поиск по направлению (пункт 18) с учетом ограничения по количеству шагов (цикл 5–18).

Блок 19. Проверка максимального абсолютного значения составляющих градиента, если оно незначительно, то осуществляется выход из цикла изменения «градиента» к пункту 21, в противном случае продолжается поиск с изменением «градиента» (цикл 2–20).

Блок 21. Вывод результатов поиска (значение целевой функции, значения переменных).

Результаты работы алгоритма для различных исходных данных приведены в таблице 2. При этом минимальное значение целевой функции принято равным 0,0001, а «доход», получаемый от одной рабочей станции равен 1, при этом затраты на установку одной рабочей станции составляют величину 0,0001. Процесс поиска решения ограничим количеством шагов с изменением градиента, равным 20, и количеством шагов по направлению – 2.

Приведенные в таблице 2 результаты показывают, что, несмотря на возможности приобретения дополнительных рабочих станций, как на отдельных объектах, так и для организации в целом, эффект может оказаться незначительным и их приобретение нецелесообразно.

Следует отметить, однако, что в данном случае надежность рабочих станций, ремонт, режимы обслужи-

Таблица 2 – Результаты расчета для различного количества объектов

| Количество «пунктов» | $\alpha = \lambda/\mu$ | Ограничения | Допустимое количество | Результат | «Доход» |
|----------------------|------------------------|-------------|-----------------------|-----------|---------|
| 3 | 1.00/0.10 | 20 | 50 | 20 | 21,63 |
| | 1.00/0.15 | 20 | | 16 | |
| | 1.00/0.20 | 20 | | 14 | |
| 5 | 1.00/0.20 | 25 | 100 | 16 | 11,41 |
| | 1.00/0.40 | 25 | | 11 | |
| | 1.00/0.60 | 25 | | 9 | |
| | 1.00/0.80 | 25 | | 8 | |
| | 1.00/1.00 | 25 | | 7 | |
| 10 | 1.00/0.10 | 30 | 250 | 26 | 29,28 |
| | 1.00/0.20 | 30 | | 16 | |
| | 1.00/0.30 | 30 | | 13 | |
| | 1.00/0.40 | 30 | | 11 | |
| | 1.00/0.50 | 30 | | 10 | |
| | 1.00/0.60 | 30 | | 9 | |
| | 1.00/0.70 | 30 | | 8 | |
| | 1.00/0.80 | 30 | | 8 | |
| | 1.00/0.90 | 30 | | 7 | |
| | 1.00/1.00 | 30 | | 7 | |

вания вышедших из строя рабочих станций не рассматривались. Все это может потребовать введение дополнительного оборудования.

ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Поставлена задача нелинейного целочисленного программирования для распределения рабочих станций между объектами. Для ее решения предложен алгоритм, основанный на идеях градиентного метода.

Рассмотрено условие Липшица для условной сходимости градиентного метода с постоянным шагом и исследованы предпосылки для построения алгоритма.

Подробно описан алгоритм, реализующий поиск решения. Приведены результаты работы разработанного алгоритма.

ВЫВОДЫ

Поиск оптимального решения при распределении оборудования между различными объектами с целью

получения максимального эффекта является актуальной задачей.

Предложенный алгоритм позволяет получать такое распределение. Хотя строго с математической точки зрения получаемое решение нельзя считать в общем случае оптимальным, заложенные предпосылки идей градиентного метода позволяют считать поиск оптимально достаточным правдоподобным.

Дальнейшее развитие работ в этом направлении требует строгого определения условий сходимости метода и исследования переходных процессов при периодическом обслуживании. Остаются проблемы с определением характеристик объектов. Кроме того, необходимо провести исследования, связанные с надежностью оборудования и режимов их ремонта.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Вентцель В. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей. М.: Наука, 1973. – 368 с.
2. Вагнер Г. Основы исследования операций. Т. 2. М.: Мир, 1973. – 488 с.

Надійшла 2.09.04
Після доробки 25.04.05

Розподіл робочих станцій по об'єктах розглядається як задача нелінійного цілочисельного програмування. Запропоновано алгоритм пошуку рішення, в основі якого лежать ідеї градієнтного методу та умови Ліпшица для умовного сходження з постійним кроком. Приведені приклади використання розробленого алгоритму.

The distribution of workstations on objects is submitted as a task of nonlinear integer programming. The algorithm of search of the decision based on ideas gradients of method and Lipschitz condition for conditional convergence with a constant step is offered. The examples of use of the developed algorithm are given.

УДК 519.85

И. В. Гребенник

КОМБИНАТОРНОЕ МНОЖЕСТВО ПЕРЕСТАНОВОК КОРТЕЖЕЙ И ЕГО СВОЙСТВА

Вводится новое комбинаторное множество перестановок кортежей. Дается его описание, исследуются комбинаторные свойства при отображении в евклидово пространство. Выполняется постановка и решение некоторых задач оптимизации на множестве перестановок кортежей, определяется диаметр множества. Приводится и анализируется пример.

ВВЕДЕНИЕ

Важный класс задач геометрического проектирования составляют экстремальные задачи с дискретными параметрами. Построение математических моделей таких задач основано на применении комбинаторных множеств, составляющих их области допустимых решений [1, 2].

Во многих случаях специфика решаемой задачи требует отражения в модели ее комбинаторной структуры. Эта структура может быть достаточно сложной и не позволять использовать для ее описания классические комбинаторные множества [3]. Для моделирования задач со сложной комбинаторной структурой в [4] введено понятие и предложен способ описания композиционного образа (k -образа) комбинаторных множеств. K -образами комбинаторных множеств являются комбинаторные множества, порождающие элементы которых сами представляют собой элементы других комбинаторных множеств. K -образы комбинаторных множеств могут быть использованы для описания областей допустимых решений экстремальных задач со сложной структурой.

Целью настоящей работы является описание евклидова комбинаторного множества перестановок кортежей и исследование его свойств.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МНОЖЕСТВА ПЕРЕСТАНОВОК КОРТЕЖЕЙ

Построим k -образ комбинаторных множеств, в котором в качестве базового выступает евклидово комби-

наторное множество перестановок. Для формирования данного k -образа используем подход, приведенный в [4].

Рассмотрим композиционный образ комбинаторных множеств $P_{nk}, T_1, T_2, \dots, T_n$, порожденный множествами $\{z_1^1, z_2^1, \dots, z_m^1\}, \{z_1^2, z_2^2, \dots, z_m^2\}, \dots, \{z_1^n, z_2^n, \dots, z_m^n\}$. Здесь P_{nk} – множество перестановок из n элементов, k из которых различны [1, 2], $T_i = \{(z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i)\}$ – кортеж, составленный из элементов множества $\{z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i\}$, $z_j^i \in R$, $i \in J_n = \{1, 2, \dots, n\}$, $j \in J_m$. При этом, среди n множеств T_i k являются различными. Обозначим такой k -образ комбинаторных множеств через $PT_{nk}(T_1, T_2, \dots, T_n)$ или PT_{nk}^m и назовем множеством перестановок кортежей.

Множество PT_{nk}^m представляет собой множество перестановок кортежей $z^i = (z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i)$, то есть упорядоченных наборов вида $h \in PT_{nk}^m$,

$$h = (z^{i_1}, z^{i_2}, \dots, z^{i_n}) = \\ = (z_{z_1^1, z_2^1, \dots, z_m^1}^{i_1}, z_{z_1^2, z_2^2, \dots, z_m^2}^{i_2}, \dots, z_{z_1^n, z_2^n, \dots, z_m^n}^{i_n}),$$

где $i_s, j_s \in J_n$, $i_s \neq j_s$, $s \in J_n$. Элементы множества PT_{nk}^m отличаются друг от друга только порядком следования кортежей z^i в наборах. Мощность множества PT_{nk}^m равна мощности базового комбинаторного множества P_{nk} .

Из способа построения множества PT_{nk}^m следует, что все его элементы являются также элементами множества перестановок P_{Nk^0} , порожденного множеством $\tilde{D} = (z_1^1, z_2^1, \dots, z_m^1, z_1^2, z_2^2, \dots, z_m^2, \dots, z_1^n, z_2^n, \dots, z_m^n)$. Здесь $N = mn$, $k^0 \geq k$, где k^0 – количество различных эле-

ментов в множестве \tilde{D} . Это значит, что справедливо соотношение

$$PT_{nk}^m \subset P_{Nk^0}. \quad (1)$$

Осуществим отображение множества PT_{nk}^m в арифметическое евклидово пространство R^N . Согласно [1, 2] указанное отображение (называемое погружением) обозначим через f и зададим в виде:

$$\begin{aligned} f(h) = x = (x_1, x_2, \dots, x_N) &\in ET_{nk}^m \subset R^N, \\ \forall h = (h_1, h_2, \dots, h_N) &\in PT_{nk}^m, \end{aligned} \quad (2)$$

где $x_i = h_i, i \in J_N$.

Образ множества PT_{nk}^m в пространстве R^N при отображении f обозначим через ET_{nk}^m .

СВОЙСТВА МНОЖЕСТВА ET_{nk}^m ПРИ ОТОБРАЖЕНИИ В R^N

Исследуем некоторые свойства множества ET_{nk}^m . Из соотношения (1) следует справедливость включения

$$ET_{nk}^m \subset E_{Nk^0},$$

где $E_{Nk^0} = f(P_{Nk^0})$.

Это значит, что множество ET_{nk}^m обладает рядом свойств, которые справедливы для множества E_{Nk^0} [1, 2].

1. Точки множества ET_{nk}^m принадлежат гиперплоскости вида

$$\sum_{i=1}^N x_i = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m z_j^i \quad (3)$$

в пространстве $R^N, N = nm$.

2. Точки множества ET_{nk}^m принадлежат $(N-1)$ -сфере W_{N-1} вида

$$\sum_{i=1}^N (x_i - \tau)^2 = r^2, \quad (4)$$

где $\tau = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m z_j^i, r^2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i - \tau)^2$, и $(N-2)$ -сфере W_{N-2} , описываемой системой соотношений (3)–(4).

Обозначим $I_N^1 = \{1, m+1, 2m+1, \dots, (n-1)m+1\}, I_N^2 = \{1, m+2, 2m+2, \dots, (n-1)m+2\}, \dots, I_N^m = \{m, 2m, 3m, \dots, nm\}$. Очевидно, $J_N = \bigcup_{t=1}^m I_N^t$.

3. Множество ET_{nk}^m симметрично относительно плоскостей вида

$$x_i - x_j = 0, i, j \in I_N^t, i \neq j, t \in J_m. \quad (5)$$

При этом количество плоскостей вида (5) равно $\lambda = \frac{1}{2}mn(n-1)$.

Основой доказательства является теорема о симметрии множества E_{Nk^0} относительно гиперплоскостей

$$x_i - x_j = 0, i, j \in J_N, i \neq j, \quad (6)$$

доказанная в [2]. Введем в рассмотрение множества $Z^i = \{z_i^1, z_i^2, \dots, z_i^n\}, i \in J_n$. В точках множества ET_{nk}^m координаты $x_i, i \in I_N^1$ принимают значения всевозможных перестановок элементов множества Z^1 , координаты $x_i, i \in I_N^2$ – значения всевозможных перестановок элементов множества $Z^2, \dots, x_i, i \in I_N^m$ – значения всевозможных перестановок элементов множества Z^m . Применяя результаты теоремы о симметрии множества E_{Nk^0} относительно гиперплоскостей вида (6) для координат $x_i, i \in I_N$, отдельно по каждому множеству I_N^t , приходим к справедливости утверждения. Количество плоскостей λ определим исходя из того, что в каждом из m множеств I_N^t можно выбрать $\frac{1}{2}n(n-1)$ пар индексов.

4. Точки множества ET_{nk}^m принадлежат семействам параллельных плоскостей $\{T_\sigma(Z^i)\}$, вида

$$\sum_{t=1}^s x_{i_t} = \sum_{t=1}^s z_i^{j_t},$$

$$\forall \sigma = \{i_1, i_2, \dots, i_s\} \subset I_N^i, \forall \delta = \{j_1, j_2, \dots, j_s\} \subset J_n,$$

$$s \in J_n, z_i^{j_t} \in Z^i, i \in J_m, i_q \neq i_p, j_q \neq j_p$$

$$\text{при } q \neq p; q, p \in J_s. \quad (7)$$

При этом каждое множество Z^i порождает $2^n - 1$ семейство плоскостей, а в каждом семействе содержится

не более, чем $\binom{n}{s}$ плоскостей.

Доказательство, как и в предыдущем случае, может быть построено на основе доказательства утверждения о распределении элементов множества E_{Nk^0} по семействам гиперплоскостей вида [2]:

$$\sum_{j=1}^i x_{\alpha_j} = \sum_{j=1}^i g_{\beta_j},$$

где $\alpha_j, \beta_j \in J_N$, $\alpha_j \neq \alpha_t$, $\beta_j \neq \beta_t$ при $t \neq j$; $t, j \in J_i$, $i \in J_N$, а множество E_{Nk}^0 порождено элементами $\{g_1, g_2, \dots, g_N\}$. Проводя аналогичные доказательства отдельно для каждого множества Z^i и порождаемых им семейств плоскостей $\{T_\sigma(Z^i)\}$, приходим к доказательству справедливости утверждения о принадлежности точек множества ET_{nk}^m семействам плоскостей вида (7).

5. Точки множества ET_{nk}^m принадлежат семействам параллельных плоскостей $\{Q_\sigma\}$, вида

$$\sum_{i \in \sigma} \sum_{j=1}^m x_{(i-1)m+j} = \sum_{t \in \delta} \sum_{j=1}^m z_j^t, \quad \forall \sigma = \{i_1, i_2, \dots, i_s\} \subset J_n, \quad \forall \delta = \{t_1, t_2, \dots, t_s\} \subset J_n, \quad s \in J_n. \quad (8)$$

Доказательство. Рассмотрим произвольную плоскость из семейства (8), зафиксировав множества $\sigma = \{i_1, i_2, \dots, i_s\}$ и $\delta = \{t_1, t_2, \dots, t_s\}$. В этой плоскости лежат такие точки $x \in ET_{nk}^m$, у которых координаты $x_{(i_q-1)m+j}$, $q \in J_s$, $j \in J_m$ принимают значения всевозможных перестановок кортежей $z^{t_1}, z^{t_2}, \dots, z^{t_s}$. Используя данный подход, можно для каждой точки множества ET_{nk}^m указать содержащую ее плоскость из семейства $\{Q_\sigma\}$.

Количество семейств параллельных плоскостей $\{Q_\sigma\}$ определяется числом всевозможных подмножеств $\sigma \subset J_n$ и равно $2^n - 1$. Количество γ_σ различных плоскостей в каждом семействе $\{Q_\sigma\}$ зависит от числа способов, которыми можно выбрать s кортежей $z^{t_1}, z^{t_2}, \dots, z^{t_s}$ из z^1, z^2, \dots, z^n . Следовательно, $\gamma_\sigma \leq \frac{n!}{s!(n-s)!}$. Знак неравенства в последнем соотношении означает, что некоторые плоскости семейства $\{Q_\sigma\}$ имеют одинаковые значения правых частей в равенстве (8) и поэтому совпадают.

6. Построим следующее разложение множества ET_{nk}^m . Пусть $x = (z^{i_1}, z^{i_2}, \dots, z^{i_n}) \in ET_{nk}^m$ – произвольная точка. Рассмотрим точки $x^i \in ET_{nk}^m$, первые $N - m$ координат которых принимают значения всевозможных перестановок кортежей $z^{i_1}, z^{i_2}, \dots, z^{i_{n-1}}$. Указанные точки x^i , $i \in J_M$, $M \leq (n-1)!$, имеют одинаковые значения координат $x_{N-m+1} = z_{i_1}^{i_n}$, $x_{N-m+2} = z_{i_2}^{i_n}, \dots$, $x_N = z_{i_m}^{i_n}$ и, следовательно, принадлежат плоскостям вида (8):

$$\sum_{j \in \sigma} x_{N-m+j} = \sum_{j \in \sigma} z_j^{i_n}.$$

Рассмотрим теперь точки $y^i \in R^{N-m}$, координаты которых принимают значения, равные значениям первых $M - m$ координат точек x^i , $i \in J_M$. Множество всех построенных таким образом точек y^i обозначим $ET_{(n-1)k}^{mt} \subset R^{N-m}$, где $t = i_n$. Мощность множества $ET_{(n-1)k}^{mt}$ равна $\frac{(n-1)!}{n_1! \cdot n_2! \cdot \dots \cdot (n_i-1)! \cdot \dots \cdot n_k!}$. Здесь $n_j, j \in J_k$ – кратности, с которыми кортежи z^j входят в перестановки из множества ET_{nk}^m , $\sum_{j=1}^k n_j = n$. В случае, если $n_i = 1$, то множество $ET_{(n-1)k}^{mt}$ следует рассматривать как $ET_{(n-1)(k-1)}^{mt}$, поскольку оно порождается $(k-1)$ различными кортежами z^j . Из способа построения множества $ET_{(n-1)k}^{mt}$ следует, что оно представляет собой множество перестановок кортежей $z^{i_1}, z^{i_2}, \dots, z^{i_{n-1}}$. В соответствии со свойством 2 точки множества $ET_{(n-1)k}^{mt}$ принадлежат $(N - m - 1)$ -сфере $W_{(N-m-1)}$ вида

$$\sum_{i=1}^{N-m} (x_i - \tau_t)^2 = r_t^2, \quad (9)$$

где по аналогии с (4) $\tau_t = \frac{1}{N-m} \sum_{s=1}^{n-1} \sum_{j=1}^m z_j^{i_s}$,

$r_t^2 = \sum_{s=1}^{n-1} \sum_{j=1}^m (z_j^{i_s} - \tau_t)^2$ и $(N - m - 2)$ -сфере W_{N-m-2} , описываемой уравнением (9) и плоскостью $\sum_{i=1}^{N-m} x_i = \sum_{s=1}^{n-1} \sum_{j=1}^m z_j^{i_s}$.

Выполненные построения позволяют представить множество ET_{nk}^m в виде

$$ET_{nk}^m = \bigcup_{t=i_1}^{i_n} ET_{nk}^{mt}, \quad (10)$$

где $ET_{nk}^{mt} = ET_{(n-1)k}^{mt} \times v_t$, $v_t = (v_1, v_2, \dots, v_m) \in R^m$, а вектор v_t принимает значения z^t . При этом множества $ET_{(n-1)k}^{mt}$ лежат на сферах $W_{(N-m-1)}$ вида (9). Применяя описанную процедуру разложения к множествам $ET_{(n-1)k}^{mt}$, получим более общее представление множества ET_{nk}^m , чем (10):

$$ET_{nk}^m = \bigcup_{t=1}^{\gamma_s} \left(ET_{sk^s}^{mt} \times ET_{(n-s)k^{n-s}}^{mt} \right), \quad (11)$$

где множество $ET_{sk^s}^{mt}$ лежит на $(sm-1)$ -сфере W_{sm-1} в пространстве R^{sm-1} , а множество $ET_{(n-s)k^{n-s}}^{mt}$ – на $((n-s)m-1)$ -сфере $W_{(n-s)m-1}$ в пространстве $R^{(n-s)m-1}$. Справедливость формулы (11) следует из того, что множества $ET_{sk^s}^{mt}$, $ET_{(n-s)k^{n-s}}^{mt}$ представляют собой множества перестановок кортежей $ET_{sk^s}^m$, $ET_{(n-s)k^{n-s}}^m$ соответственно. Кроме того, прямое произведение векторов $v_{t_1} \times v_{t_2} \times \dots \times v_{t_s}$, координаты которых принимают значения соответственно кортежей $z^{t_1}, z^{t_2}, \dots, z^{t_s}$, $t_i \in J_n$, $i \in J_s$, порождают множество перестановок кортежей $ET_{sk^s}^m$.

РЕШЕНИЕ НЕКОТОРЫХ ЗАДАЧ ОПТИМИЗАЦИИ НА МНОЖЕСТВЕ ET_{nk}^m

Рассмотрим задачу оптимизации

$$\varphi(x) = \sum_{i=1}^N c_i x_i \rightarrow \min, \quad (12)$$

где $x = (x_1, x_2, \dots, x_N) \in ET_{nk}^m \subset R^N$, $c = (c_1, c_2, \dots, c_N) \in R^N$.

Отметим, что задачи минимизации линейных функций на евклидовых комбинаторных множествах исследовались ранее [2, 5, 6]. Распространим изложенный в этих работах подход на задачу оптимизации вида (12).

Учтем, что координаты точек множества ET_{nk}^m принимают значения всевозможных перестановок кортежей $z^i = (z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i)$, $i \in J_n$. Зададим на множестве кортежей z^i , $i \in J_n$, следующее отношение порядка:

$$\left(\left(\begin{matrix} i_j \\ z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i \end{matrix} \right) \prec_c \left(\begin{matrix} i_k \\ z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i \end{matrix} \right) \right) \Leftrightarrow \left(\sum_{t=1}^m (c_{(j-1)m+1} - c_{(k-1)m+t}) (z_t^i - z_t^i) \leq 0 \right). \quad (13)$$

Смысл введенного отношения порядка в том, что два кортежа z^{i_j} и z^{i_k} находятся в отношении \prec_c , если при транспозиции значений координат точки $x \in ET_{nk}^m$, принимающих значения этих кортежей, значение функции (12) возрастает.

Отметим некоторые свойства введенного отношения.

1. Из структуры соотношения (13) и произвольности выбора кортежей $(z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i)$, $(z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i)$ следует, что любые два кортежа из множества $\{(z_1^1, z_2^1, \dots, z_m^1)\}, \{(z_1^2, z_2^2, \dots, z_m^2)\}, \dots, \{(z_1^n, z_2^n, \dots, z_m^n)\}$ сравнимы между собой по отношению \prec_c .

2. Отношение \prec_c рефлексивно, так как для него выполняется условие $(z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i) \prec_c (z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i)$. Это следует из того, что

$$\sum_{t=1}^m (c_{(j-1)m+1} - c_{(j-1)m+t}) (z_t^i - z_t^i) = 0.$$

3. Отношение \prec_c антисимметрично, поскольку для него справедливо соотношение

$$\left(\left(\begin{matrix} i_j \\ z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i \end{matrix} \right) \prec_c \left(\begin{matrix} i_k \\ z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i \end{matrix} \right) \right) \& \left(\left(\begin{matrix} i_k \\ z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i \end{matrix} \right) \prec_c \left(\begin{matrix} i_j \\ z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i \end{matrix} \right) \right) \Rightarrow \left(\left(\begin{matrix} i_j \\ z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i \end{matrix} \right) = \left(\begin{matrix} i_k \\ z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i \end{matrix} \right) \right).$$

Справедливость этого соотношения вытекает из того, что неравенства

$$\sum_{t=1}^m (c_{(j-1)m+t} - c_{(k-1)m+t}) (z_t^i - z_t^i) \leq 0, \quad \sum_{t=1}^m (c_{(k-1)m+t} - c_{(j-1)m+t}) (z_t^i - z_t^i) \leq 0$$

одновременно выполняются только при $(z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i) = (z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i)$.

Выстроим кортежи z^i , $i \in J_n$, в соответствии с отношением (13). Пусть последовательность $\{i_1, i_2, \dots, i_n\}$ такова, что

$$z^{i_1} \prec_c z^{i_2} \prec_c \dots \prec_c z^{i_n}, \quad (14)$$

где $z^{i_j} = (z_1^{i_j}, z_2^{i_j}, \dots, z_m^{i_j})$, $i_j \in J_n$, $i_j \in J_n$.

Справедливо следующее утверждение.

Теорема 1. Минимум линейной функции $\varphi(x)$ задачи (12) на множестве ET_{nk}^m , порожденном множествами T_i , $i \in J_n$, достигается в точке

$$x^* = (x_1^*, x_2^*, \dots, x_N^*) \in ET_{nk}^m, \quad (15)$$

где $x_{(j-1)m+t}^* = z_t^{i_j}$, $i_j \neq i_s$ при $s \neq j$, $i_j, i_s \in J_n$, $j \in J_n$, $s \in J_n$, $t \in J_m$, а последовательность $\{i_1, i_2, \dots, i_n\}$ удовлетворяет (14).

Доказательство. Предположим противное, пусть минимум функции $\varphi(x)$ задачи (12) на множестве ET_{nk}^m достигается в точке $y \in ET_{nk}^m$, отличной от x^* вида (15). Это значит, что можно указать такое значение $p \in J_N$, что $x_j^* = y_j$, $j \in J_{p-1}$, $x_p^* \neq y_p$. Предположим, что $p \in I_N^i$. Тогда в соответствии с комбинаторной структурой множества ET_{nk}^m существует такое $q \in I_N^i$, $q > p$, что $y_q = x_p^*$, $y_{q-1} = x_{p-1}^*$, ..., $y_{q-i+1} = x_{p-i+1}^*$, $y_{q+1} = x_{p+1}^*$, ..., $y_{q-i+m} = x_{p-i+m}^*$. В векторе y выполним транспозиции значений координат y_{p-i+1} и y_{q-i+1} , y_{p-i+2} и y_{q-i+2} , ..., y_{p-i+m} и y_{q-i+m} . Другими словами, выполним транспозицию двух кортежей, соответствующих указанным индексам координат. Полученный вектор обозначим \bar{y} . Очевидно, $\bar{y} \in ET_{nk}^m$. Рассмотрим разность

$$\begin{aligned} \varphi(\bar{y}) - \varphi(y) &= \sum_{t=1}^m c_{p-i+t} y_{q-i+t} + \sum_{t=1}^m c_{q-i+t} y_{p-i+t} - \\ &- \sum_{t=1}^m c_{p-i+t} y_{p-i+t} - \sum_{t=1}^m c_{q-i+t} y_{q-i+t} = \\ &= \sum_{t=1}^m (c_{p-i+t} - c_{q-i+t})(y_{q-i+t} - y_{p-i+t}) = \\ &= \sum_{t=1}^m (c_{p-i+t} - c_{q-i+t})(x_{q-i+t}^* - y_{p-i+t}). \end{aligned}$$

В соответствии с (14), (15) $x_{p-i+1}^* = z_1^{i_s}$, $x_{p-i+2}^* = z_2^{i_s}$, ..., $x_{p-i+m}^* = z_m^{i_s}$, $y_{p-i+1} = z_1^{i_d}$, $y_{p-i+2} = z_2^{i_d}$, ..., $y_{p-i+m} = z_m^{i_d}$. При этом, $d > t$, $d, t \in J_n$. Тогда

$$\varphi(\bar{y}) - \varphi(y) = \sum_{t=1}^m (c_{p-i+t} - c_{q-i+t})(z_t^{i_s} - z_t^{i_d}).$$

Согласно (14), (15) $z_t^{i_s} \prec_c z_t^{i_d}$, поэтому $\varphi(\bar{y}) - \varphi(y) \leq 0$. Это противоречит предположению о достижении в точке $y \in ET_{nk}^m$ минимума функции $\varphi(x)$ задачи (12) и приводит к справедливости утверждения теоремы.

Результаты теоремы 1 можно применить при решении следующей задачи: $\psi(y) = \|y - d\|^2 \rightarrow \min$, $y \in ET_{nk}^m$, где $d = (d_1, d_2, \dots, d_N) \in R^N$. Для $\psi(y)$ при $y \in ET_{nk}^m$ справедливо:

$$\begin{aligned} \psi(y) = \|y - d\|^2 &= \sum_{i=1}^n y_i^2 + \sum_{i=1}^N d_i^2 - 2 \sum_{i=1}^N d_i y_i = \\ &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 + \sum_{i=1}^N d_i^2 - 2 \sum_{i=1}^N d_i y_i, \end{aligned}$$

$$\min_{y \in ET_{nk}^m} \psi(y) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 + \sum_{i=1}^N d_i^2 + 2 \min_{y \in ET_{nk}^m} \sum_{i=1}^N d_i^* y_i,$$

где $d_i^* = -d_i$, $i \in J_N$.

В соответствии с теоремой 1 минимум в правой части достигается в точке $y^* \in ET_{nk}^m$, где $y_{(j-1)m+t}^* = z_t^{i_j}$, $i_j \neq i_s$ при $s \neq j$, $i_j, i_s \in J_n$, $j \in J_n$, $s \in J_n$, $t \in J_m$, а последовательность $\{i_1, i_2, \dots, i_n\}$ удовлетворяет соотношению (14) при $c = d^*$, то есть $z_{d^*}^{i_1} \prec_{d^*} z_{d^*}^{i_2} \prec_{d^*} \dots \prec_{d^*} z_{d^*}^{i_n}$. Тогда

$$\min_{y \in ET_{nk}^m} \psi(y) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 + \sum_{i=1}^N d_i^2 + 2 \sum_{i=1}^N d_i^* y_i^*. \quad (16)$$

Рассмотрим задачу оптимизации вида

$$\begin{aligned} \psi(y) = \|y - d\|^2 &\rightarrow \max, \quad y \in ET_{nk}^m, \\ d &= (d_1, d_2, \dots, d_N) \in R^N. \end{aligned}$$

По аналогии с выводом соотношения (16) получим

$$\begin{aligned} \max_{y \in ET_{nk}^m} \|y - d\|^2 &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 + \sum_{i=1}^N d_i^2 + \\ &+ \max_{y \in ET_{nk}^m} \left(-2 \sum_{i=1}^N d_i y_i \right) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 + \sum_{i=1}^N d_i^2 - \\ &- \min_{y \in ET_{nk}^m} \left(2 \sum_{i=1}^N d_i y_i \right). \end{aligned}$$

На основании теоремы 1 минимум в правой части равенства достигается в точке $\tilde{y} \in ET_{nk}^m$, где $\tilde{y}_{(j-1)m+t} = z_t^{i_j}$, $i_j \neq i_s$ при $s \neq j$, $i_j, i_s \in J_n$, $j \in J_n$, $s \in J_n$, $t \in J_m$, а последовательность $\{i_1, i_2, \dots, i_n\}$ удовлетворяет соотношению (14) при $c = d$, то есть $z_{d}^{i_1} \prec_d z_{d}^{i_2} \prec_d \dots \prec_d z_{d}^{i_n}$. Тогда

$$\max_{y \in ET_{nk}^m} \|y - d\|^2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 + \sum_{i=1}^N d_i^2 + 2 \sum_{i=1}^N d_i \hat{y}_i. \quad (17)$$

Предположим теперь, что $d \in R^N$ является элементом множества ET_{nk}^m . Тогда справедливо соотношение $\sum_{i=1}^N d_i^2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2$. Значит,

$$\begin{aligned} \max_{y \in ET_{nk}^m} \|y - d\|^2 &= 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 - 2 \sum_{i=1}^N d_i \tilde{y}_i = \\ &= L - 2 \sum_{i=1}^N d_i \tilde{y}_i, \end{aligned}$$

где $L = 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 = \text{const}$.

Рассмотрим функцию $l_d(y) = \sum_{i=1}^N d_i y_i$, где $d \in ET_{nk}^m$. Покажем, что минимальное значение $l_d(y)$ на множестве ET_{nk}^m не зависит от выбора вектора коэффициентов $d \in ET_{nk}^m$ и равно $M = \sum_{i=1}^N d_i \tilde{y}_i$, где $\tilde{y} \in ET_{nk}^m$ удовлетворяет соотношению (17). С этой целью введем функцию $l_{d^1}(y) = \sum_{i=1}^N d_i^1 y_i$, где

$d^1 \in ET_{nk}^m$, $d^1 \neq d$. Поскольку d^1 можно получить из d путем конечного числа транспозиций, изменим порядок суммирования слагаемых в выражении для $l_{d^1}(y)$ таким образом, чтобы выполнялось условие $l_{d^1}(y) = \sum_{j=1}^N d_{i_j}^1 y_{i_j}$, $d_{i_j}^1 = d_j$, $j \in J_N$. Но тогда, поскольку $y \in ET_{nk}^m$ принимает значения всевозможных перестановок кортежей $z^i = (z_1^i, z_2^i, \dots, z_m^i)$, $i \in J_n$, то

$$\min_{y \in ET_{nk}^m} l_d(y) = \min_{y \in ET_{nk}^m} l_{d^1}(y) = M, \quad (18)$$

что и требовалось показать. Это значит, что для любой точки $d \in ET_{nk}^m$ расстояние до наиболее удаленной от нее точки множества ET_{nk}^m является величиной постоянной, ее значение определяется соотношением (18) и равно $D_0 = \sqrt{L - 2M}$, где $L = 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2$, а M определяется соотношением (19). Приведенные рассуждения доказывают справедливость следующего утверждения.

Теорема 2. Диаметр множества ET_{nk}^m равен

$$\text{diam} ET_{nk}^m = \sqrt{2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (z_j^i)^2 - 2 \sum_{i=1}^N y_i^0 \tilde{y}_i},$$

где y^0 — произвольный элемент множества ET_{nk}^m , а $\tilde{y} \in ET_{nk}^m$ удовлетворяет условиям $\tilde{y}_{(j-1)m+t} = z_t^j$, $i_j \neq i_s$ при $s \neq j$, $i_j, i_s \in J_n$, $i \in J_n$, $s \in J_n$, $t \in J_m$, последовательность $\{i_1, i_2, \dots, i_n\}$ удовлетворяет соотношению (11) при $c = y^0$, то есть $z_{y^0}^{i_1} \prec z_{y^0}^{i_2} \prec \dots \prec z_{y^0}^{i_n}$.

Рассмотрим пример. Пусть множество перестановок кортежей ET_{33}^3 порождено множествами $T_1 = \{(2, -1, 3)\}$, $T_2 = \{(4, -2, 2)\}$, $T_3 = \{(5, 6, -1)\}$.

Координаты точек множества ET_{33}^3 принимают значения всевозможных перестановок кортежей $z^1 = (2, -1, 3)$, $z^2 = (4, -2, 2)$, $z^3 = (5, 6, -1)$. Множество $ET_{33}^3 \subset R^9$ содержит $3! = 6$ элементов:

$$\begin{aligned} &(2, -1, 3, 4, -2, 2, 5, 6, -1), \\ &(2, -1, 3, 5, 6, -1, 4, -2, 2), \\ &(4, -2, 2, 2, -1, 3, 5, 6, -1), \\ &(4, -2, 2, 5, 6, -1, 2, -1, 3), \\ &(5, 6, -1, 2, -1, 3, 4, -2, 2), \\ &(5, 6, -1, 4, -2, 2, 2, -1, 3). \end{aligned}$$

В соответствии с (3) точки множества ET_{33}^3 в пространстве R^9 лежат на плоскости $\sum_{i=1}^9 x_i = 18$.

Уравнение сферы (4) для множества ET_{33}^3 имеет вид $\sum_{i=1}^9 (x_i - 2)^2 = 64$. Сформируем индексные множества I_N^i , $N = 9$, $i \in J_3$: $I_9^1 = \{1, 4, 7\}$, $I_9^2 = \{2, 5, 8\}$, $I_9^3 = \{3, 6, 9\}$. Множество ET_{33}^3 симметрично относительно следующих девяти плоскостей:

$$\begin{aligned} x_1 - x_4 &= 0, \\ x_1 - x_7 &= 0, \\ x_4 - x_7 &= 0, \\ x_2 - x_5 &= 0, \\ x_2 - x_8 &= 0, \\ x_5 - x_8 &= 0, \\ x_3 - x_6 &= 0, \\ x_3 - x_9 &= 0, \\ x_6 - x_9 &= 0. \end{aligned}$$

Для множества ET_{33}^3 построим семейства параллельных плоскостей $\{T_\sigma(Z^i)\}$ и $\{Q_\sigma\}$, содержащие все его элементы.

$$\begin{aligned} \{T_\sigma(Z^1)\}: &x_1 = 2; x_1 = 4; x_1 = 5; x_4 = 2; x_4 = 4; \\ &x_4 = 5; x_7 = 2; x_7 = 4; x_7 = 5; x_1 + x_4 = 2 + 4 = 6; \\ &x_1 + x_4 = 2 + 5 = 7; x_1 + x_4 = 4 + 5 = 9; x_1 + x_7 = 6; \\ &x_1 + x_7 = 7; x_1 + x_7 = 9; x_4 + x_7 = 6; x_4 + x_7 = 7; \\ &x_4 + x_7 = 9; x_1 + x_4 + x_7 = 2 + 4 + 5 = 11. \end{aligned}$$

Здесь $Z^1 = \{2, 4, 5\}$. Множество Z^1 порождает $2^3 - 1 = 7$ семейств параллельных плоскостей. По аналогичной схеме строятся семейства $\{T_\sigma(Z^2)\}$, $\{T_\sigma(Z^3)\}$, где $Z^2 = \{-1, -2, 6\}$, $Z^3 = \{3, 2, -1\}$.

$$\{Q_{\sigma}\}: \begin{aligned} x_1 + x_2 + x_3 &= 2 - 1 + 3 + 4; & x_4 + x_5 + x_6 &= 4; \\ x_7 + x_8 + x_9 &= 4; & x_1 + x_2 + x_3 &= 4 - 2 + 2 = 4; \\ x_4 + x_5 + x_6 &= 10; & x_7 + x_8 + x_9 &= 10; \\ x_1 + x_2 + x_3 &= 5 + 6 - 1 = 10; \\ x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + x_6 &= 8; \\ x_1 + x_2 + x_3 + x_7 + x_8 + x_9 &= 8; \\ x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + x_6 &= 14; \\ x_1 + x_2 + x_3 + x_7 + x_8 + x_9 &= 14; \\ x_4 + x_5 + x_6 + x_7 + x_8 + x_9 &= 8; \\ x_4 + x_5 + x_6 + x_7 + x_8 + x_9 &= 14; \\ x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + x_6 + x_7 + x_8 + x_9 &= 18. \end{aligned}$$

Здесь всего $2^3 - 1 = 7$ семейств параллельных плоскостей, каждое из которых, кроме последнего, содержит по три плоскости. При этом в первых шести семействах две плоскости из трех совпадают и поэтому далее приводится только по две плоскости.

Пусть на множестве ET_{33}^3 задана линейная функция вида (12), коэффициенты которой имеют вид $c = (3, 4, -1, 5, 6, -7, -2, 1, -3)$. Задавая на множестве кортежей z^i отношение порядка (13), получим следующее упорядочение: $(4, -2, 2) \underset{y}{\prec} (2, -1, 3) \underset{y}{\prec} (5, 6, -1)$. В соответствии с теоремой 1 минимум линейной функции с вектором коэффициентов c на множестве ET_{33}^3 достигается в точке $y^0 = (4, -2, 2, 2, -1, 3, 5, 6, -1)$ и равен -16 . Для определения диаметра множества ET_{33}^3 выберем точку $d = y^0$ и введем отношение $\underset{y}{\prec}$ вида (13). В соответствии с этим отношением $(2, -1, 3) \underset{y}{\prec} (5, 6, -1) \underset{y}{\prec} (4, -2, 2)$.

Диаметр множества ET_{33}^3 найдем по теореме 2: $\text{diam}ET_{33}^3 = \sqrt{154} = 12, 4$.

ВЫВОДЫ

Таким образом, в статье получены новые теоретические результаты, касающиеся свойств композиционных образов комбинаторных множеств.

В работе введен новый класс композиционных образов комбинаторных множеств – множества перестановок кортежей.

Исследованы некоторые свойства множества перестановок кортежей при отображении в евклидово пространство. Представлены распределения элементов данного множества по семействам параллельных плоскостей и сферам в евклидовом пространстве. Получены решения некоторых классов оптимизационных задач на множестве перестановок кортежей.

Полученные результаты могут послужить основой для построения оптимизационных моделей и методов решения задач со сложной комбинаторной структурой, чем определяется их научная ценность и практическая значимость.

Дальнейшие исследования в данном направлении могут быть связаны с постановкой и решением на основе описанных результатов классов задач оптимизации на композиционных образах комбинаторных множеств.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Стоян Ю. Г., Яковлев С. В. Математические модели и оптимизационные методы геометрического проектирования. – К.: Наук. думка, 1986. – 268 с.
2. Стоян Ю. Г., Ємець О. О. Теорія і методи евклідової комбінаторної оптимізації. – К.: Інститут системних досліджень освіти, 1993. – 188 с.
3. Сачков В. Н. Комбинаторные методы дискретной математики. – М.: Наука, 1977. – 320 с.
4. Стоян Ю. Г., Гребенник И. В. Специальные классы комбинаторных множеств в геометрическом проектировании. // В кн.: Сборник тезисов докладов по материалам 10-й юбилейной междунар. конф. «Теория и техника передачи, приема и обработки информации» Харьков-Туапсе – 2004, с. 253–254.
5. Стоян Ю. Г., Яковлев С. В. Свойства выпуклых функций на перестановочном многограннике // ДАН УССР, Сер. А. – 1988. – № 3, с. 238–240.
6. Яковлев С. В., Гребенник И. В. О некоторых классах задач оптимизации на множествах размещений и их свойствах // Изв. вузов. Математика. – 1991. – № 11. – С. 74–86.

Надійшла 11.10.04

Після доробки 29.04.05

Вводиться нова комбінаторна множина переставлень кортежів. Надається його опис, досліджуються комбінаторні властивості при відображенні в евклідові простір. Виконується постановка та розв'язання деяких задач оптимізації на множині переставлень кортежів, визначається діаметр множини. Наводиться та аналізується приклад.

The new combinatorial set of m-tuple permutations is introduced. Its description is given; combinatorial properties on reflection to Euclidean space are investigated. The formulation and solving of some optimization problems on the set of m-tuple permutations is completed, the diameter of the set is determined. The example is given and analyzed.

А. И. Липчанский

КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ДИАГНОСТИРУЕМОСТИ ДЛЯ ГРАФОВЫХ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

Рассмотрены вопросы вычисления количественных показателей диагностируемости для графовых моделей объектов электронно-вычислительной аппаратуры в процессе автоматизированного проектирования.

ВВЕДЕНИЕ

Методы технической диагностики получили широкое применение при разработке современной электронно-вычислительной аппаратуры (ЭВА) [1]. Однако, на протяжении последних лет развитие методов диагностики отставало от интенсивно прогрессирующей технологии микроминиатюризации элементной базы ЭВА. Преодоление имеющегося отставания возможно лишь на основе ускоренного внедрения компьютерных методов автоматизированного проектирования ЭВА и средств диагностирования как составной части технологических процессов создания ЭВА. Наиболее целесообразным является нисходящее проектирование ЭВА, начиная со структурного уровня и заканчивая конструкторско-технологическим уровнем. При этом процесс проектирования диагностического обеспечения должен быть неразрывно связан со всеми уровнями автоматизированного проектирования электронной аппаратуры [2]. В связи с этим вычисление показателей диагностируемости проектируемого устройства на структурном уровне на основе графовых моделей является актуальной задачей.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью данной работы является определение количественных оценок диагностируемости (на основе управляемости и наблюдаемости) для графовых моделей структурного уровня ЭВА в процессе автоматизированного проектирования. В этом случае возникает возможность показатели надежности, например, коэффициент готовности и др., связать функциональной зависимостью с количественными оценками диагностируемости. Количественные оценки будем вычислять на основе достижимости и контрдостижимости [3] узлов моделирующего структурного графа. Исходными данными для определения общей диагностируемости структуры являются величины собственной диагно-

стируемости каждого устройства структуры, которые необходимо задать при расчете диагностируемости. Диагностируемость определим на основе двух количественных показателей – управляемости и наблюдаемости узлов графа. Управляемость каждого узла графа будем оценивать количественным критерием S_j , вычисленным как цена достижимости узла от активных контрольных точек; наблюдаемость – как цена контр достижимости R_j для каждого узла от пассивных контрольных точек графа.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Пусть задан оргграф $G(V, E)$ структуры с m активными и n пассивными контрольными точками. Число внутренних узлов графа, непосредственно не связанных с системой диагностирования путями единичной длины равно:

$$K = |V| - (m + n).$$

Считаем, что для каждого узла графа задано численное значение диагностируемости D_i в виде безразмерной нормированной величины

$$0 \leq D_i \leq 1, \quad \forall_i = \overline{1, |V|}.$$

Каждой дуге графа l_{ij} , инцидентной узлу v_j и входящей в данный узел, поставим в соответствие вес q_{ij} , который вычисляется как $q_{ij} = \frac{1}{p_j^+}$, где p_j^+ полустепень захода (число всех входящих дуг) в узел v_j от всех других узлов v_i графа $i = \overline{1, |V|}$. Величина q_{ij} имеет смысл вероятности существования дуги q_{ij} , поэтому для q_{ij} должно соблюдаться условие нормировки:

$$\sum q_{ij} = 1.$$

Значение p_j^+ вычисляется по матрице инцидентий A узлов и дуг графа путем суммирования

$$p_j^+ = \sum_{i \in |E|} a_{ij}, \quad \forall a_{jk} = 1, \quad j = \overline{1, |V|}$$

положительных единиц для каждой строки матрицы. Аналогично поставим в соответствие каждой дуге l_{ij} вес $r_{ij} = \frac{1}{p_i}$, где p_i – полустепени исхода (число всех выходящих дуг) из узла U_i . Величина p_i также вычисляется по матрице инцидентий путем суммирования отрицательных единиц, т. е.

$$p_i = \sum_{k=1}^{|E|} a_{ik}, \quad \forall a_{jk} = -1, \quad j = \overline{1, |V|}.$$

Используя введенные выше веса для дуг графа, составим взвешенную матрицу инцидентий орграфа A' размерностью $|V| \times |E|$, каждый элемент которой равен:

$$\begin{aligned} a'_{ij} &= q_{ij}, \text{ если } v_j \text{ является конечным узлом дуги } l_j; \\ a'_{ij} &= -r_{ij}, \text{ если } v_i \text{ является начальным узлом дуги } l_j; \\ a'_{ij} &= 0, \text{ если узел } v_i \text{ не инцидентен дуге } l_j. \end{aligned}$$

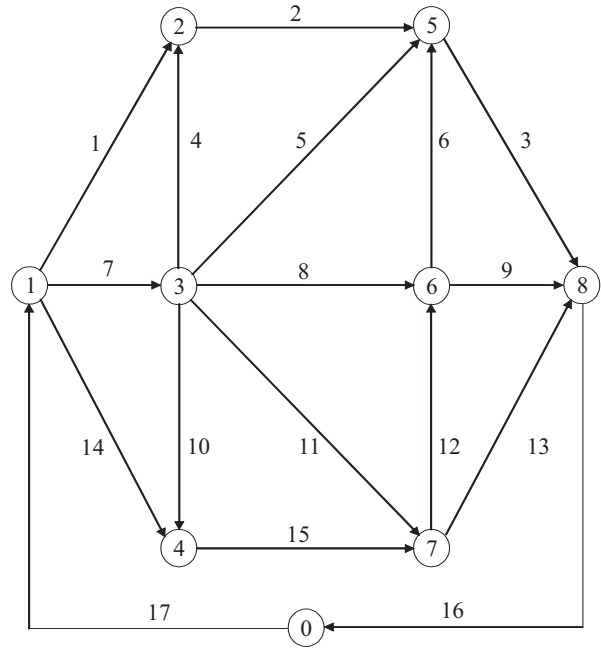


Рисунок 1 – Пример графа структуры ЭВА

Таблица 1 – Взвешенная матрица A' инцидентий узлов и дуг

| v^L | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 |
|-------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | -1 |
| 1 | 1/3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1/3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1/3 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 1/2 | 1 | 0 | 1/2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 3 | 0 | 0 | 0 | 1/5 | 1/5 | 0 | 1 | 1/5 | 0 | 1/5 | 1/5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1/2 | 0 | 0 | 0 | 1/2 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 0 | 1/3 | 1 | 1/3 | 1/3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 6 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1/2 | 0 | 1/2 | 1/2 | 0 | 0 | 1/2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 7 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1/2 | 1/2 | 1/2 | 0 | 1/2 | 0 | 0 |
| 8 | 0 | 0 | 1/3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1/3 | 0 | 0 | 0 | 1/3 | 0 | 0 | 1 | 0 |

На рисунке 1 показан граф структуры ЭВА, а в таблице 1 соответствующая данному графу, взвешенная матрица A' инцидентий узлов и дуг.

Для активных контрольных точек цена достижимости равна $1(S_1 = 1)$, так как все узлы первого слоя достижимы от базового узла v_0 путями длины 1. Аналогично контрдостижимость узлов последнего слоя равна $1(R_8 = 1)$, так как эти узлы являются пассивными контрольными точками и также связаны с узлом v_0 единичными путями.

Для внутренних K узлов графа цена достижимости может быть определена как следующая сумма

$$S_j = \sum_{i=1}^{|V|} S_i q_{ij} D_i, \quad (j = \overline{1, k}), \quad (1)$$

где S_j – цена достижимости i -го узла графа; D_j – собственная диагностируемость устройства, соответствующего i -му узлу графа.

С учетом цены достижимости S_j для каждого узла структуры ЭВА можно определить структурную диагностируемость узла как произведение.

$$D_i^* = D_i S_i, \quad (i = \overline{1, m}). \quad (2)$$

Для приведенного на рис. 1 примера структурного графа ЭВА получим систему линейных уравнений, решая которую можно определить цену достижимости каждого узла графа

$$\left\{ \begin{array}{l} S_2 = \frac{1}{2}(S_1 D_2 + S_3 D_3); \\ S_3 = S_1 D_1; \\ S_4 = \frac{1}{2}(S_1 D_1 + S_3 D_3); \\ S_5 = \frac{1}{3}(S_2 D_2 + S_3 D_3 + S_6 D_6); \\ S_6 = \frac{1}{2}(S_3 D_3 + S_7 D_7); \\ S_7 = \frac{1}{2}(S_3 D_3 + S_4 D_4); \\ S_8 = \frac{1}{3}(S_5 D_5 + S_6 D_6 + S_7 D_7). \end{array} \right. \quad (3)$$

Вычислив значения $S_2 \div S_8$ в соответствии с системой управлений (3), затем определяем структурную диагностируемость $D_1 \div D_8$ для каждого узла графа по уравнению (2).

Для оценки общей диагностируемости всего устройства первоначально найдем среднюю диагностируемость каждого пути на графе между активными и пассивными контрольными точками

$$D_l^* = \frac{1}{\frac{1}{v_l} \sum_{k=1}^{|V|} \frac{1}{D_k} \mu_{kl}(v)}, \quad (l = 1, 2, \dots, L), \quad (4)$$

где L – общее число путей; v_l – число узлов на R -м пути;

$$\mu_{kl} = \begin{cases} 1, & \text{если узел } v_k \text{ принадлежит } l\text{-му пути;} \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Общая диагностируемость устройства $D(G)$ равна взвешенному среднему значению диагностируемости путей структурного графа

$$D(G) = \frac{1}{\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{1}{D_l^*}}. \quad (5)$$

Рассмотрим в качестве примера расчет диагностируемости устройства, представленного структурным графом на рис. 1. Пусть заданы следующие значения исходной диагностируемости для узлов графа:

$$D_1 = D_3 = D_5 = D_7 = 0,8; \quad D_2 = D_4 = D_6, \quad D_8 = 0,75.$$

Достижимости каждого узла подсчитываем в соответствии с уравнениями (1). Аналогично структурная диагностируемость определяется по уравнению (2). Результаты расчетов представим в виде таблицы 2.

Таблица 2 – Сводная таблица значений D_i, S_i, D_i^*

| v | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|---------|-----|------|------|------|-------|-------|-------|-------|
| D_i | 0,8 | 0,75 | 0,8 | 0,75 | 0,8 | 0,75 | 0,8 | 0,75 |
| S_i | 1 | 0,72 | 0,8 | 0,72 | 0,53 | 0,556 | 0,59 | 0,438 |
| D_i^* | 0,8 | 0,54 | 0,64 | 0,54 | 0,424 | 0,417 | 0,472 | 0,329 |

По результатам расчетов табл. 2 можно определить диагностируемость каждого пути на графе и затем общую диагностируемость устройства. Например, для пути с вершинами 1, 3, 6, 8 диагностируемость равна

$$D_{1368}^* = \frac{1}{\frac{1}{4} + \frac{1}{0,8} + \frac{1}{0,64} + \frac{1}{0,424} + \frac{1}{0,329}} \cong 0,48.$$

Расчет общей диагностируемости по приведенной выше методике определяется особенностями структурного графа – длиной каждого пути и общим их количеством. При наличии в графе сильно связанной компоненты и стягивании ее вершин в узел v_j конденсации диагностируемость такого узла $D_j(v_i)$ будем вычислять как среднее арифметическое диагностируемостей всех вершин конденсации

$$D_j(v_j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_i(v_i), \quad (6)$$

где n – число вершин исходного графа G , стянутых в узел v_j .

Вычисление диагностируемости для каждого узла графа можно также осуществить на основе цены контрдостижимости узла, которая определяется следующим образом

$$R_j = \sum_{i=1}^{|V|} R_i r_{ij} D_i, \quad (7)$$

где R_i – цена контр достижимости i -го узла; D_i – собственная диагностируемость узла; r_{ij} – вес дуги, вычисленный с использованием полустепеней исхода.

Структурная диагностируемость узла с учетом уравнения определяется как

$$D_i^{**} = D_i R_j, \quad (i = \overline{1, |V|}). \quad (8)$$

Для выбранной пары контрольных точек (одна активная и одна пассивная) общая диагностируемость структуры будет совпадать при вычислении ее по структурным диагностируемостям уравнений (2) или (8).

Рассмотрим теперь случай, когда имеется определенное множество (больше двух) контрольных точек. При этом целесообразно рассматривать матрицы управляемости и наблюдаемости диагностируемого

устройства. Элементом матрицы Y управляемости является структурная диагностируемость узла графа D_{ij}^* , вычисленная относительно каждой из m активных контрольных точек. Очевидно, что размерность такой матрицы будет $m \cdot k$, где $k = |V| - (m + n)$ – число внутренних узлов графа:

$$Y = \begin{bmatrix} D_{11}^* & D_{12}^* & \dots & D_{1k}^* \\ D_{21}^* & D_{22}^* & \dots & D_{2k}^* \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ D_{m1}^* & D_{m2}^* & \dots & D_{mk}^* \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Данная матрица характеризует управляемость любого внутреннего узла относительно каждой активной контрольной точки, причем суммируя элементы матрицы по строкам или столбцам, можно получить обобщенные характеристики для каждого узла. Например, получим вектор-столбец Y_1 следующим образом:

$$Y_1 = \begin{bmatrix} \int_{j=1}^k D_{1j}^* \\ \int_{j=1}^k D_{2j}^* \\ \dots \\ \int_{j=1}^k D_{mj}^* \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Каждый элемент вектор-столбца Y_1 характеризует «ценность» соответствующей активной контрольной точки, т. е. ее способность диагностировать внутренние узлы графа.

Имея такую информацию, можно осуществлять целенаправленный выбор определенной совокупности контрольных точек по критерию

$$\min(\max) \sum_{j=1}^k D_{ij}^* \text{ при } (i = 1, 2, \dots, m). \quad (11)$$

Аналогично, суммируя элементы каждого столбца, получим вектор-строку Y_2 , которая характеризует структурную диагностируемость внутреннего узла графа от всей совокупности контрольных точек

$$Y_2 = \left[\sum_{i=1}^m D_{i1}^*, \sum_{i=1}^m D_{i2}^*, \dots, \sum_{i=1}^m D_{ik}^* \right]. \quad (12)$$

По значению элементов данной вектор-строки Y_2 можно сделать заключение о необходимости модернизации структурной схемы устройства, например, увеличение числа активных контрольных точек, если структурная диагностируемость внутреннего узла меньше допустимого предела D^* диагностируемости

$$\sum_{i=1}^m D_{ij}^* \leq D^*. \quad (13)$$

Для обобщенной характеристики управляемости всего устройства, представленного структурным графом, целесообразно использовать аддитивный критерий

$$Y_{\text{cp}} = \frac{1}{mk} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^k D_{ij}^*, \quad (14)$$

который характеризует среднюю структурную диагностируемость внутреннего узла графа при выбранных контрольных точках.

Аналогично матрице управляемости, составим матрицу наблюдаемости Y структурного графа

$$Y = \begin{bmatrix} D_{11}^{**} & D_{12}^{**} & \dots & D_{1n}^{**} \\ D_{21}^{**} & D_{22}^{**} & \dots & D_{2n}^{**} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ D_{k1}^{**} & D_{k2}^{**} & \dots & D_{kn}^{**} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

размерность которой будет $k \cdot n$, где n – число пассивных контрольных точек.

Из данной матрицы можно получить соотношения, аналогичные (10)–(14) для характеристики пассивных контрольных точек и общей наблюдаемости структуры.

Для оценки взаимной (корреляционной) диагностируемости всего множества активных и пассивных контрольных точек введем матрицу k , которую получим как результат произведения матриц Y и H

$$K = Y \cdot H = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{m1} & a_{m2} & \dots & a_{mn} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

где каждый элемент полученной матрицы a_{ij} ($i = 1, 2, \dots, m; j = 1, 2, \dots, n$) характеризует значение диагностируемости между i -й активной и j -й пассивной контрольными точками. Фактически по матрице K можно определить «нагруженность» контрольных точек относительно друг друга.

Каждый элемент a_{ij} матрицы k характеризует прохождение тестовых сигналов через некоторую сово-

купность путей между i -й активной и j -й пассивной контрольными точками. Поэтому по матрице K можно осуществлять выбор контрольных точек при заданной структуре устройства. Из данной матрицы также можно получить обобщенную оценку диагностируемости для выбранных контрольных точек.

$$D_{об} = \frac{1}{mn} \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n a_{ij}. \quad (17)$$

Отличие оценки диагностируемости по формуле (17) от (4) заключается в том, что $D_{об}$ учитывает как управляемость отдельного узла системы, так и его наблюдаемость. Поэтому такая оценка является более целесообразной для использования в системах диагностирования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Решение поставленной задачи на структурном уровне на графовых моделях предусматривает использование оценок диагностируемости для двух предыдущих уровней (функционально-логического и схемотехническо-

го). Показатели диагностируемости для данных уровней могут быть получены на основе известных методов определения управляемости и наблюдаемости с учетом собственной диагностируемости отдельных логических элементов и взаимосвязей между ними.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Кривуля Г. Ф. Компьютерная диагностика сложных систем // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. – Харьков, 3, 4(2)/1996. – С. 24–29.
2. Кривуля Г. Ф. Автоматизированное проектирование диагностического обеспечения ЭВА // Арифметика, принципы организации, диагностика и формализованное проектирование вычислительных структур и устройств: Учебное пособие для вузов. – Киев: Вища школа, 1989. – С. 171–229.
3. Кристофидес Н. Теория графов. – М., Мир, 1978. – 432 с.

Надійшла 11.10.04
Після доробки 30.04.05

Розглянуті питання обчислення кількісних показників діагностування для графових моделей об'єктів електронно-обчислювальних приладів в процесі автоматизованого проектування.

The issues of computation of quantitative diagnosability factors for graph models of computing hardware objects under process of computer aided design are considered.

УДК 681.3.06

А. В. Неласая

МЕТОДЫ ЭКСПОНЕНЦИРОВАНИЯ С ФИКСИРОВАННОЙ ТОЧКОЙ

В статье рассматриваются методы экспоненцирования точки эллиптической кривой, в частности методы с фиксированной точкой. Предлагается параллельный 2^w -арный p -кратный метод, обеспечивающий лучшие скоростные характеристики по сравнению с существующими методами.

ВВЕДЕНИЕ

Повсеместное внедрение систем электронного документооборота, в том числе в государственные и коммерческие структуры, кроме обеспечения секретности передаваемых сообщений требует также обеспечения возможности подтверждения их подлинности. Средством предоставления такого сервиса является цифровая подпись, реализуемая криптоалгоритмами с открытым ключом. Современные методы двухключевой криптографии основаны на трудности решения определенных математических задач. В основе RSA-схемы лежит проблема факторизации целых чисел. Криптостойкость

системы Эль-Гамала базируется на трудности задачи нахождения дискретного логарифма в конечном поле. В основе протоколов на эллиптических кривых лежит большая вычислительная сложность задачи дискретного логарифмирования в группе точек эллиптической кривой. Причем на сегодняшний день последние обеспечивают равную криптостойкость со схемами RSA и Эль-Гамала при длине ключа меньшей в 6,4 раза. И хотя операции над точками кривой выполняются медленнее, чем модульное возведение в степень, в целом криптопротоколы на эллиптических кривых оказываются более быстрыми. Их высокая эффективность обусловила принятие ряда стандартов цифровой подписи на эллиптических кривых, в частности [1, 2, 3].

В системах, основанных на задаче дискретного логарифмирования в конечном поле, основной криптографической операцией является модульное возведение в степень. В системах, основанных на эллиптических кривых, основной криптографической операцией является скалярное умножение базовой точки

на число. В обоих случаях необходимо выполнение так называемой операции экспоненцирования, определяемой секретным ключом. В первом случае ключ – показатель степени, во втором – скалярный множитель. Отличие заключается лишь в том, что в первом случае групповой операцией является умножение, а во втором – сложение. Далее будем рассматривать операцию экспоненцирования, используя терминологию скалярного умножения на эллиптической кривой.

СКАЛЯРНОЕ УМНОЖЕНИЕ НА ЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ КРИВОЙ

Стандартным алгоритмом выполнения скалярного умножения на эллиптической кривой является бинарный алгоритм. В нем используется бинарное представление множителя [4]. Вычислительная сложность этого алгоритма определяется следующим образом:

$$([\log_2 c] + H(c) - 1) \times t_0, \tag{1}$$

где $c = (c_{N-1}c_{N-2}\dots c_2c_1c_0)$ – бинарное представление множителя (показателя степени); $N = [\log_2 c] + 1$ – длина множителя в битах; $H(c) = \sum_{i=0}^{N-1} c_i$ – вес Хемминга множителя (показателя степени); t_0 – время выполнения одной групповой операции над точками кривой (сложение или дублирование). Причем считаем время выполнения сложения приблизительно равным времени дублирования.

Существуют более быстрые модификации данного алгоритма [5, 6]. Это так называемые M -арные алгоритмы, методы окна, представление множителя в специальном виде с целью уменьшения единичных разрядов, в том числе троичное представление.

В [7] предложен p -кратный параллельный метод скалярного умножения на эллиптической кривой. Идея заключается в том, что с помощью быстрой операции маскирования множитель раскладывается в сумму p чисел, где p – количество используемых процессоров. Причем полученные числа имеют меньший в p раз вес Хемминга. Далее каждый процессор вычисляет произведение базовой точки на полученный частичный множитель. В конце необходимо сложить точки, полученные каждым процессором. Это также можно выполнить параллельно. Данный алгоритм имеет сложность в лучшем случае:

$$([\log_2 c] + [H(c)/p] + [\log_2 p] - 1) \times t_0, \tag{2}$$

в худшем случае

$$([\log_2 c] + H(c) - 1) \times t_0, \tag{3}$$

где p – число параллельных процессоров.

СКАЛЯРНОЕ УМНОЖЕНИЕ С ФИКСИРОВАННОЙ ТОЧКОЙ

При реализации криптографических протоколов на эллиптических кривых часто одна и та же базовая точка используется в серии операций скалярного умножения. В этом случае есть смысл заранее сформировать таблицу предвычислений и пользоваться ею при последующих вызовах операции скалярного умножения. Такие методы называются экспоненцированием с фиксированной точкой.

Самый простой способ [8] заранее вычислить точки $T[i] = 2^i P$ для всех i , меньших длины множителя в битах путем последовательного дублирования базовой точки P , а затем вычислять только $Q := Q + T[i]$ для всех i , соответствующих единичным битам множителя. Комбинация данного подхода с методом, описанным в [7], дает значительное увеличение быстродействия процедуры скалярного умножения. Недостаток данного метода – слишком большая таблица предвычислений. В [9] приведен метод, использующий 2^w -ичное представление множителя с предвычислением точек $2^{wi} P$.

Пусть скалярный множитель c представлен в 2^w -ичной системе счисления:

$$c = (c_{n-1}c_{n-2}\dots c_2c_1c_0) = \sum_{i=0}^{n-1} c_i 2^{wi}, \tag{4}$$

тогда [9]:

$$cP = \sum_{i=0}^{n-1} c_i 2^{wi} P = \sum_{j=0}^{2^w-1} \left(j \sum_{i:k_i=j} 2^{wi} P \right). \tag{5}$$

Эти вычисления осуществляются с помощью следующего алгоритма [8, 9].

Алгоритм 1. Скалярное умножение на эллиптической кривой с предвычислением точек $2^{wi} P$.

Вход: эллиптическая кривая E , ширина окна w , N – длина множителя в битах, $n = [N/w]$, множитель $c = (c_{n-1}\dots c_0)_{2^w}$, точка P .

Выход: cP .

1. Предвычисления: $P_i = 2^{wi} P, i = 0, 1, 2, \dots, n-1$.
2. $A = O, B = O$.
3. Для j от $2^w - 1$ до 1 выполнить:
 - 3.1. Для всех i , для которых $c_i = j$, выполнить $B = B + P_i$.
 - 3.2. $A = A + B$.
4. Возврат A .

Вычислительная сложность приведенного алгоритма при допущении, что все 2^w -ичные цифры множителя ненулевые, определяется формулой:

$$I_1 = \left(\left[\frac{N}{w} \right] + 2^w - 1 \right) I_{\text{add}}, \tag{6}$$

где I_{add} – вычислительная сложность операции сложения точек кривой.

В работе предлагается параллельный 2^w -арный p -кратный метод экспоненцирования точки кривой с предвычислением точек $2^{wi}P$.

Представим множитель c в 2^w -ичной системе счисления. Пусть в нашем распоряжении имеется p процессоров. Разделим 2^w -ичное представление множителя на

$\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil$ блоков p 2^w -ичных цифр каждый таким образом, что для i -го блока устанавливаются в 0 все цифры, кроме i -й. При этом $n = \lfloor N/w \rfloor$ – количество 2^w -ичных цифр множителя. А i -я цифра принимает значение соответствующей цифры в исходном представлении множителя. На языке формул это выглядит следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} s_0 &= b_0 + b_p 2^{w \cdot p} + b_{2p} 2^{w \cdot 2p} + \dots + b_{\left(\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil - 1\right)p} 2^{w \cdot \left(\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil - 1\right)p} \\ s_1 &= b_1 2^w + b_{p+1} 2^{w \cdot (p+1)} + b_{2p+1} 2^{w \cdot (2p+1)} + \dots + b_{\left(\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil - 1\right)p+1} 2^{w \cdot \left(\left(\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil - 1\right)p+1\right)} \\ s_2 &= b_2 2^{w \cdot 2} + b_{p+2} 2^{w \cdot (p+2)} + b_{2p+2} 2^{w \cdot (2p+2)} + \dots + b_{\left(\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil - 1\right)p+2} 2^{w \cdot \left(\left(\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil - 1\right)p+2\right)} \\ &\vdots \\ s_{p-1} &= b_{p-1} 2^{w \cdot (p-1)} + b_{2p-1} 2^{w \cdot (2p-1)} + b_{3p-1} 2^{w \cdot (3p-1)} + \dots + b_{\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil p-1} 2^{w \cdot \left(\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil p-1\right)} \end{aligned} \right\}, \quad (7)$$

или в общем виде:

$$s_i = \sum_{j=0}^{\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil - 1} b_{jp+i} 2^{w(jp+i)}, \quad (8)$$

где n – количество 2^w -ичных цифр; $\left\lceil \frac{n}{p} \right\rceil$ – количество блоков; p – количество процессоров, равное количеству 2^w -ичных цифр в каждом блоке; s_i , $0 \leq i \leq p-1$ – частичные множители, число которых равно количеству процессоров.

Из (7) и (8) видно, что

$$\sum_{i=0}^{p-1} s_i = c. \quad (9)$$

Остается вычислить частичные произведения $s_i P$ на каждом процессоре с помощью алгоритма 1, а затем сложить полученные точки.

Разбиение множителя осуществляется с помощью быстрой операции маскирования. Межпроцессорные пересылки необходимы только на завершающем этапе сложения точек, полученных каждым процессором.

Выигрыш в скорости достигается за счет того, что полученные частичные множители, благодаря алгоритму разбиения, оказываются сильно разреженными (содержат тем большее количество нулевых цифр, чем больше процессоров используется). А как видно из алгоритма 1, нулевые цифры не обрабатываются. Сложность полученного алгоритма равна:

$$I_p = \left(\left\lceil \frac{N}{w \cdot p} \right\rceil + 2^w - 1 + \lceil \log_2 p \rceil \right) I_{\text{add}}. \quad (10)$$

Предложенный метод был реализован и протестирован на компьютере с двумя процессорами x86 Family 6 Model 8 Stepping 6 Genuine Intel ~933 Mhz под управлением операционной системы Microsoft Windows 2000 Advanced Server. На рисунке 1 представлены результаты тестирования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный 2^w -арный p -кратный параллельный алгоритм с фиксированной точкой наилучшую скорость показал при $w = 5$. В среднем для $w = 5$ ускорение достигло 1,37 по сравнению с рассмотренным однопоточным бинарным и 1,15 по сравне-

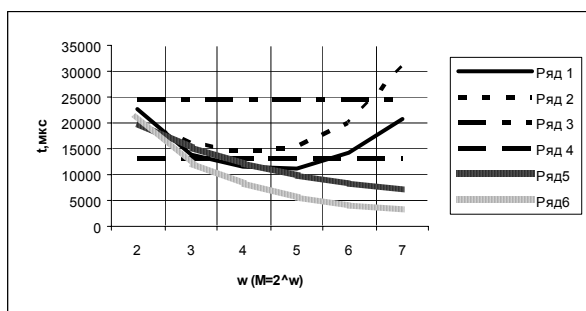


Рисунок 1 – Результати тестування методів експонування:

ряд 1 – паралельний 2^w -арний алгоритм на двох процесорах; ряд 2 – однопоточний 2^w -арний алгоритм (алгоритм 1); ряд 3 – паралельний бінарний алгоритм з предвычислением точок 2^2P на двох процесорах; ряд 4 – однопоточний бінарний алгоритм з предвычислением точок 2^2P ; ряд 5 – однопоточний алгоритм максимальної пам'яті; ряд 6 – паралельний алгоритм максимальної пам'яті на двох процесорах

нию з рассмотреним паралельним бінарним з одночасним зменшенням розміра таблиці предвычислений в 5 раз.

Дальшого збільшення швидкості можна досягти за рахунок використання додаткової пам'яті. Для цього на етапі обчислення частинних произведених можна використовувати, наприклад алгоритм максимальної пам'яті [8]. Як видно з рисунка 1, швидкість цього алгоритму поступово зменшується з збільшенням w . Однак при його використанні значно зростає обсяг таблиці предвычислений, а також час її побудови.

В подальшому необхідно розглянути можливість використання запропонованих алгоритмів для апаратної платформи, в частині їх реалізації на ПЛИС.

УДК 65.011.56.012:004(045)

П. М. Павленко

УПРАВЛІННЯ 3D МОДЕЛЯМИ В ІНФОРМАЦІЙНОМУ СЕРЕДОВИЩІ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ ТЕХНОЛОГІЧНОЇ ПІДГОТОВКИ ВИРОБНИЦТВА

Розглянуті можливості моделювання в сучасних CAD системах. Представлено метод управління 3D моделями в інтегрованих АСТПВ. Наведені рекомендації по практичному використанню 3D моделей.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. ДСТУ 4145–2002. Державний стандарт України. Інформаційні технології. Криптографічний захист інформації. Цифровий підпис, що ґрунтується на еліптичних кривих. Формування та перевірка. Київ: – Держстандарт України, 2003. – 39 с.
2. ГОСТ Р 34.10–2001. Государственный стандарт Российской Федерации. Информационная технология. Криптографическая защита информации. Процессы формирования и проверки цифровой подписи. М.: Госстандарт России, 2001. – 18 с.
3. ANSI X9.62. Public Key Cryptography for the Financial Services Industry: The Elliptic Curve Digital Signature Algorithm (ECDSA), 1998. – 182 с.
4. Кнут Д. Искусство программирования, том 2. Полуполучисленные алгоритмы, 3-е изд.: Уч. пос. М.: Издательский дом «Вильямс», 2001. – 832 с.
5. Вельшенбах М. Криптография на Си и С++ в действии. Учебное пособие.– М.: Издательство Триумф, 2004. – 464 с.
6. Kenji Koyama, Yukio Tsuruoka. Speeding up elliptic cryptosystems by using a signed binary window method, Advances in Cryptology. – CRYPTO'92, LNCS 740, pp. 345–357, 1993.
7. Juan Manuel Garcia Garcia, Rolando Mechaca Garcia. Parallel Algorithm for Multiplication on Elliptic Curves, 2002. – 9 с. <http://citeseer.ist.psu.edu/>
8. Бессалов А. В., Телиженко А. Б. Криптосистемы на эллиптических кривых. Учебное пособие. – Киев. Політехніка, 2004. – 223 с.
9. Brickel E., Gordon D., McCurley K., Wilson D. Fast Exponentiation with Precomputation. Advances in Cryptology. – Eurocrypt 92. LNCS 658. 1993. – P. 200–207.

Надійшла 9.08.04

Після доробки 18.05.05

В статті розглядаються методи експонування точки еліптичної кривої, зокрема методи з фіксованою точкою. Пропонується паралельний 2^w -арний p -кратний метод, що забезпечує кращі швидкісні характеристики, ніж існуючі методи.

The methods of exponentiation of elliptic curve point are considered. In particular, the methods with fixed point are considered. The parallel 2^w -arity p -order method are offered. It provides the best run-time in comparison with other known methods.

ВСТУП

Одним з етапів життєвого циклу виробу є технологічна підготовка виробництва (ТПВ), рівень якої багато в чому визначає якість продукції, що вироб-

ляється, строки її виходу на ринок і в кінцевому рахунку, конкурентоспроможність підприємства в цілому. Побудові та впровадженню автоматизованих систем технологічної підготовки виробництва (АСТПВ) приділялось багато уваги в 70–80-х роках двадцятого століття. Але можливості сучасних інформаційних технологій на базі CAD/CAM/CAE систем і комунікаційних технологій та радикальні зміни в промисловому виробництві, привели до появи нових понять в АСТПВ. Серед них – трьохвимірна комп'ютерна модель виробу (далі 3D модель) і сам процес моделювання в середовищі АСТПВ.

ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ

У технічній літературі найчастіше поняття 3D моделі трактується неоднозначно, що зв'язано з досить швидкою (за останні 10 років) зміною змісту цього поняття [1, 2]. У зв'язку з цим, доцільно провести короткий аналіз процесу розвитку методів об'ємного моделювання і структури 3D моделі, виділити ключові параметри, за допомогою яких можливе управління 3D моделями в інформаційному середовищі АСТПВ і вирішення принципово нових задач ТПВ.

РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Перші 3D моделі мали каркасно-поверхневе представлення. У процесі такого моделювання спочатку будується каркас – просторова конструкція, що складається з відрізків прямих, дуг окружностей і сплайнів. Каркас відіграє допоміжну роль і є основою для наступної побудови поверхонь, що «натягаються» на елементи каркаса. Особливість каркасно-поверхневого моделювання полягає в тому, що елементи створюваної моделі ніяк не зв'язані один з одним. Зміна одного з елементів не спричиняє автоматичної зміни інших, що дає визначену волю дій, але одночасно значно ускладнює роботу з моделлю і вимагає великих витрат на її модифікацію. Це привело до появи технології твердотілого параметричного моделювання і можливостей управління цим процесом моделювання [3].

Твердотільне моделювання має у своїй основі ідеологію, що істотно відрізняється від ідеології каркасно-поверхневого моделювання. Твердотільна модель являє собою цілісний об'єкт, що займає замкнуту частину простору. Завжди можна точно сказати, чи знаходиться крапка всередині твердого тіла, на його поверхні чи поза тілом. При зміні в моделі будь-якого елемента будуть змінюватися всі інші елементи, що зв'язані з ним. В результаті зміниться форма твердого тіла, але збережеться його цілісність.

Твердотільне моделювання припускає можливість установки параметричних залежностей між елементами твердого тіла чи декількох тіл. При цьому зміна одного з параметрів (наприклад, довжини елемента) приводить до відповідної перебудови всіх параметрично зв'язаних елементів. Таке моделювання, назване параметричним, дає конструктору додаткові зручності. Так, можна установити параметричні залежності між елементами твердотільної зборки і, тим самим, автоматизувати контроль збирання виробу. Крім того, у твердотільній моделі зберігається історія її побудови, що дозволяє повертатися на кожній із кроків проектування і змінювати форму моделі методом зміни чисельних значень чи параметрів заміни елементів, що входять у його історію.

Однак, компоненти твердотільних моделей мають певні обмеження по складності просторових форм, що представляються ними. Це привело до створення технології гібридного моделювання. При гібридному моделюванні забезпечується можливість одночасної роботи з твердотільними об'єктами і з поверхнями. При цьому можна «відрізати» поверхню частину твердого тіла, перетворювати замкнутий поверхнями обсяг у тверде тіло і т. п. Гібридне моделювання дозволяє сполучити всі зручності твердотільного моделювання з можливістю побудови об'єктів як завгодно складної геометричної форми [3].

Параметричний підхід, реалізований у методах твердотільного і гібридного моделювання, дає можливість автоматичного повторення методу побудови геометрії при зміні одного чи декількох його аргументів, у межах можливості самого методу. Розроблювач виробу, таким чином, одержує можливість варіювати різними параметрами з метою оптимізації цільової якості. В якості параметрів (аргументів) можуть виступати геометричні елементи (крапки, прямі, криві, площини, поверхні), чисельні параметри з одиницями виміру (відстані, кути) і чисельні параметри без розмірності.

Подальшим розвитком параметричного підходу з'явилася алгебраїчно-сценарійна параметризація [3]. Вона дозволила збагатити історію побудови найпростішими асоціативними зв'язками між елементами і визначальними їхніми розмірами. Це було важливе розширення «специфікації геометричного визначення». Можливості модифікації геометрії істотно підвищилися. Одним із проявів алгебраїчно-сценарійної параметризації стало моделювання на основі стандартизованих схем побудови («Feature Based Design»). Воно дало можливість конструктору зберігати зразок методу геометричної побудови для його наступного повторного застосування.

В даний час компанії, розроблювачі найбільш могутніх CAD/CAM-систем (таких як CATIA, Unigraphics), прагнуть проводити свої рішення у відповідності

з міжнародними інтеграційними ISO стандартами, наслідком чого є значне ускладнення представлення моделі в CAD/CAM-системі. Так, у системі CATIA V5 модель виробу може бути представлена сукупністю наступних видів інформації:

- об'ємне тіло чи таке, що не має об'єму як результат булевих операцій над складовими його форм;
- об'ємне тіло чи таке, що не має об'єму як результат застосування певного методу його побудови;
- аргументи побудови тіла у вигляді геометричних елементів;
- аргументи побудови тіла у вигляді логічних і чисельних параметрів;
- плоскі параметричні ескізи з геометричними відносинами між елементами;
- керуючі параметри;
- функції (відносини) між елементами;
- масиви значень для наборів параметрів;
- аналізатори, що стежать за застосуванням умовних правил;
- контролери, що приводять у дію визначені функції на основі виконання (невиконання) умовних правил;
- результати абсолютного чи відносного аналізу, призначені для використання як аргументи в інших функціях;
- посилання і зв'язки, що залучають зовнішні чи вилучені елементи (параметри) в якості аргументів побудови даної форми;
- методи, формалізовані явно (придатні для повторного застосування) – «Power Copy»;
- скрипти (програми), що беруть участь в роботі методів і виконуються, як програмний код.

Всі деталі (і геометричні форми, що їх представляють) розрізняються по їхній приналежності до конструктивно-технологічного класу. Ці класи узагальнюють в одну категорію всю безліч деталей, що мають стійкі конструктивні і технологічні ознаки: вид заготовки, спосіб матеріалізації форми, виробниче оснащення і характерні фізичні процеси. Їхнє геометричне визначення, відповідно, може мати свої терміни, методи й аргументи побудови. Наприклад, листову деталь з алюмінієвого сплаву має свою особливу специфікацію, відмінну від, наприклад, механічної деталі чи електрокабеля.

Дане представлення моделі не тільки сприяє використанню інформації про виріб на різних етапах його життєвого циклу, але й дозволяє реалізувати сучасний рівень автоматизації проектування, не обмежений рішенням задач моделювання і креслення, що припускає реалізацію таких можливостей, як паралельне проектування, нагромадження і використання корпоративних знань, автоматичне проведення змін на всіх етапах процесу проектування, різноманітна візуалізація проекту.

Будь-який об'єкт в описі продукту наділений негеометричними характеристиками, як мінімум, наступних категорій:

- *графічні атрибути*, що представляють об'єкт за собою діалогу системи;
- *ідентифікація*, що визначає систему іменування, позначення і представлення продукту в службовій документації;
- *фізичні властивості*, що визначають механічні й геометричні характеристики компонентів виробу: обсяг, площа поверхні, координати центра ваги, орієнтація векторів моментів інерції й інші;
- *технологічні властивості*, що визначають виробничі характеристики компонентів виробу: термообробка, покриття, маркірування, таврування, чистота поверхні, допуски й інші;
- *адміністративні властивості*, що визначають характеристики об'єкта стосовно до процесів його життєвого циклу: статус готовності, ревізія, авторизація, сертифікація й інші;
- *функціональні властивості*, що характеризують цільові параметри виробу: продуктивність, ресурс, питома собівартість експлуатації й інші. Більшість з них мають безпосереднє відношення до економіки промислового бізнесу і контролюються особливо ретельно;
- *спеціальні (нерегулярні) властивості*, проголошені для даного виробу в зв'язку з якимись унікальними його особливостями.

Особливо важливо те, що між різнорідними характеристиками можуть бути виражені відносини різних типів – логічні, алгебраїчні, засновані на масивах значень чи обумовлені сценаріями – скриптами. Ці відносини, що мають вид правил, являють собою форму організації конструкторсько-технологічних знань про виріб.

При аналізі структури 3D моделей, які розглядаються, виникає питання: що дають ці засоби для автоматизації рішення конструкторських і технологічних задач в АСПВ?

Відзначимо, що важливість представлення і використання знань в задачах АСПВ розглядалася досить давно. В численних роботах пропонувалося використання знань у вигляді таблиць рішень, правил, семантичних мереж і фреймів для задач проектування оснащення, інструмента і технологічних процесів [1, 2]. Використання декларативних знань забезпечувало гнучкість створюваних систем, їх адаптованість до особливостей предметної області і правилам прийняття проектних рішень. Однак, відсутність на той період засобів створення 3D моделей виробів не дозволяло одержати значимий практичний ефект від виконаних розробок.

З іншого боку, автоматизація конструкторського проектування лише за рахунок побудови 3D моделей і наступного одержання креслень також у багатьох ви-

падках не приносить належного ефекту в силу недостатньо високого рівня автоматизації. Часткове поліпшення дає розробка і використання спеціальних процедурних додатків до CAD-системи (наприклад, конструювання пакета прес-форми з використанням баз нормалізованих деталей); істотно більший ефект може дати інтегроване використання набору процедурних додатків. Однак, цей підхід не може бути реалізований для всіх видів проектних процедур ТПВ, як у силу їхнього великого числа, так і через слабку формалізацію і типізацію багатьох проектних рішень.

Новий метод вирішення задач автоматизації проектування в ТПВ, за рахунок інтегрованого використання 3D моделей і баз знань, здатний привести одночасно і до гнучкості створюваної системи, і до істотного загального підвищення рівня автоматизації. При цьому, за рахунок формалізації і збереження корпоративних знань для підприємства, багато в чому вирішується серйозна проблема недостачі висококваліфікованих конструкторів і технологів [4].

Загальна схема інтегрованого використання 3D моделей і баз знань приведена на рис. 1. Тут під додатком розуміється деяка проектна процедура АСТПВ, реалізована засобами прикладного програмного інтерфейсу (API) CAD-системи, яка вирішує конкретну задачу конструкторського чи технологічного проектування з використанням бази корпоративних знань.

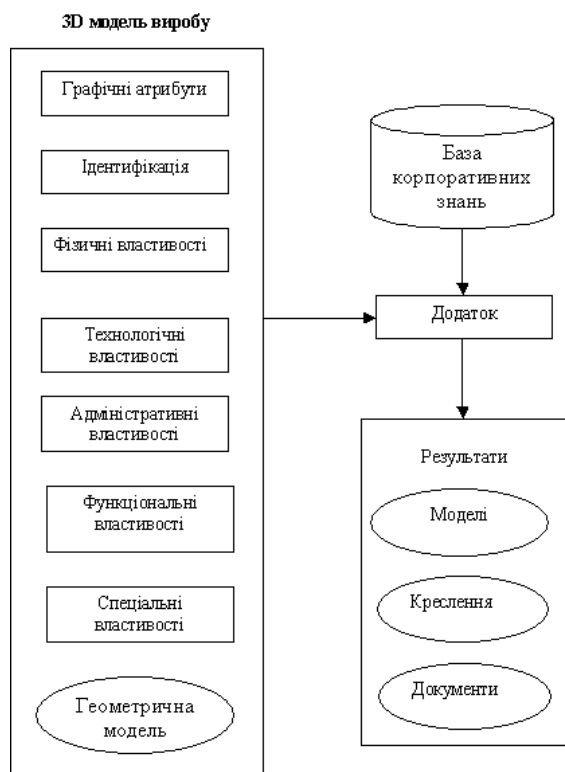


Рисунок 1 – Схема інтегрованого використання 3D моделі і бази знань

На приведеній схемі не конкретизовано, чи є 3D модель моделлю основного виробу чи моделлю виробу ТПВ – це залежить від характеру розв’язуваної додатком задачі. Додаток може використовувати у своїй роботі декілька моделей, а також допоміжну інформацію – наприклад, геометричні чи технологічні шаблони.

Таким чином, 3D модель виробу фактично є джерелом інформації для вирішення всіх основних задач ТПВ, таких як проектування нестандартного обладнання, оснастки, технологічних процесів, керуючих програм для верстатів з ЧПК та інших. Використання центральної ролі 3D моделі виробу в АСТПВ дозволяє автоматизувати процеси управління ТПВ. Так, автором розроблені проектні процедури і програми для PDM Smart Team [5], що реалізують свою функцію управління 3D моделями в ході конструкторсько – технологічного проектування.

ВИСНОВОК

Застосування нового методу використання та управління 3D моделями дозволяє будувати прикладні САПР, що працюють «від технічного завдання» і генерують всі необхідні геометричні моделі, креслення, технологічні процеси, текстові чи тексто-графічні документи. Реалізація кожної конкретної САПР вимагає значних зусиль, однак в результаті досягаються високий рівень автоматизації проектних рішень і гнучкість системи, а також створюються умови для рішення кадрових проблем у сфері ТПВ.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Норенков И. П., Кузьмик П. К. Информационная поддержка наукоемких изделий. CALS-технологии. М.: Изд-во МВТУ им. Н. Э. Баумана, 2002. – 320 с.
2. Евгений Г. Б. Системология инженерных заданий. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2001. – 376 с.
3. Очередыко С. А. Глобальная трансформация промышленного бизнеса и новая концепция управления жизненным циклом изделия / Информационные технологии в наукоемком машиностроении. Компьютерное обеспечение индустриального бизнеса. / Под общ. ред. А. Г. Братухина. – Киев: Техника, 2001, с. 626–646.
4. Павленко П. Н., Яблочников Е. И. Техническая подготовка производства в едином информационном пространстве. // Оборудование и инструмент для профессионалов, № 4 (51), 2004. – С. 30–35.
5. Павленко П. Н., Дмитриев Н. М. Современные формы технической подготовки производства. // Оборудование и инструмент для профессионалов. – № 6(52). – 2004. – 62 с.

Надійшла 14.06.04
Після доробки 29.03.05

Рассмотрены возможности моделирования в современных CAD системах. Представлен метод управления 3D моделями в интегрированных АСТПВ. Приведены рекомендации по практическому использованию 3D моделей.

The opportunities of modeling in modern CAD systems are considered. The method of management by 3D models in integrated ASTPM is submitted. The recommendations are given for practical use of 3D models.

НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ

НЕЙРОИНФОРМАТИКА И ИНТЕЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS

УДК 621.391

В. М. Безрук

ПАРЕТО-ОПТИМАЛЬНЫЕ РЕШЕНИЯ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫХ ЗАДАЧ РАСПОЗНАВАНИЯ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Рассматриваются особенности получения решений многокритериальных задач распознавания случайных сигналов при наличии класса неизвестных сигналов, с учетом описания сигналов разными вероятностными моделями и при оптимизации решения по совокупности показателей качества распознавания сигналов и реализационных затрат.

ВВЕДЕНИЕ

Проблема распознавания образов (объектов, явлений, их состояний) возникает во многих прикладных областях и в общем виде формируется в терминах отображения поступающей информации на множество заданных решений [1–3]. В ряде случаев информация о распознаваемых образах поступает с выхода некоторых физических датчиков исходного описания в виде реализаций случайных сигналов. В условиях, когда между распознаваемыми образами и представляющими их случайными сигналами может быть установлено взаимнооднозначное соответствие, правомочно ставить эквивалентную задачу распознавания случайных сигналов [3, 4].

Задачи распознавания образов по представляющим их случайным сигналам относятся к научному направлению, которое лежит на стыке статистической теории

распознавания образов и теории обработки сигналов. При этом в процессе разработки методов распознавания и синтеза структуры соответствующих устройств распознавания важным и определяющим этапом является выбор адекватной математической модели случайных сигналов, приемлемой с точки зрения качества распознавания и реализационных затрат. Для описания случайных сигналов могут быть использованы разные вероятностные модели сигналов, каждая из которых определяет свои особенности построения (способы выбора информативных признаков и построения решающих правил), а также показатели качества соответствующих устройств распознавания сигналов [3, 4]. Структура и характеристики синтезируемых устройств распознавания сигналов также существенно зависят от выбранного критерия оптимальности. Учет при синтезе нескольких показателей качества устройств распознавания, приводит к необходимости применения методов многокритериальной (векторной) оптимизации [5–7]. Когда не представляется возможность объединить показатели качества в скалярный критерий оптимальности и применяется ординалистический подход к описанию бинарных отношений предпочтения на множестве допустимых решений, результатом многокритериаль-

ной оптимизации является подмножество Парето-оптимальных вариантов устройств распознавания сигналов.

Как правило, распознавание образов обычно производится при неполных априорных сведениях о распознаваемых сигналах или, как часто говорят, в условиях априорной определенности, которая преодолевается с использованием обучающих выборок сигналов. В ряде прикладных задач на распознавание могут предъявляться сигналы, которые не относятся к M классам, соответствующим заданным образам, и должны быть отнесены к $M + 1$ классу неизвестных сигналов, не представленных обучающими выборками [3]. Это нетрадиционная постановка задачи распознавания образов и для ее решения должны быть использованы специальные алгоритмы распознавания.

В настоящей работе рассмотрены принципиальные особенности решения такой сложной задачи распознавания заданных случайных сигналов в условиях предъявления неизвестных сигналов при оптимизации решений по совокупности показателей качества распознавания и реализационных затрат. Анализируются основные этапы решения многокритериальной задачи распознавания сигналов, приводятся синтезированные решающие правила на основе описания сигналов разными вероятностными моделями, обсуждаются особенности реализации синтезированных устройств распознавания современными вычислительными средствами.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Сформулируем совокупность исходных данных и ограничений для задачи распознавания случайных сигналов. Предположим, что распознаванию подлежат случайные сигналы $X(t)$, наблюдаемые на интервале времени $(0, T)$. Полагается, что сигналы представляются некоторыми конечномерными векторами отсчетов некоторых статистик сигналов ξ , по которым будут приниматься решения о принадлежности соответствующих образов. Вид этой статистики зависит от вероятностной модели, выбранной для описания сигналов.

Введем $M + 1$ гипотезы, которые могут быть сделаны в отношении наблюдаемых сигналов: H^i , $i = \overline{1, M}$ – для заданных в статистическом смысле сигналов; H^{M+1} – для неизвестных сигналов, объединенных в $M + 1$ -й класс. Предположим, что гауссовы плотности распределения вероятностей M сигналов $W(\xi/H^i, \vec{\alpha}^i)$, $i = \overline{1, M}$ заданы с точностью до неизвестных векторных параметров $\vec{\alpha}^i$. Имеется классифицированная обучающая выборка заданных сигналов $\{\xi_r^i, r = \overline{1, n}, i = \overline{1, M}\}$ и априорные вероятности предъ-

явления сигналов $P(H^i) = P_i$, $\sum_{i=1}^{M+1} P_i = 1$. Для $M + 1$ -

го класса сигналов плотность вероятности неизвестна и отсутствует обучающая выборка. Имеются лишь сведения качественного характера, что неизвестные сигналы определенным образом отличаются от M заданных сигналов. Для формулирования условий требуется найти решения (структуры устройств распознавания сигнала), оптимизированные по совокупности показатели качества распознавания, быстродействия, а также затрат на проектирование и реализацию устройств с использованием ЭВМ.

Введем векторный показатель качества, который применительно к сформулированной задаче имеет вид:

$$\vec{K}_m = (K_1(\vec{\alpha}), K_2(\vec{\alpha}), K_3, K_4, K_5), \quad (1)$$

где $K_1(\vec{\alpha})$ – показатель неэффективности, характеризующий качество распознавания сигналов с учетом указанной специфики повышенной априорной неопределенности; $K_2(\vec{\alpha})$ – показатель объема критической области отклонения гипотезы о сигнале из $M + 1$ -го класса; $\vec{\alpha}$ – оценка векторного параметра, найденная по обучающей выборке для класса заданных сигналов; K_3 – показатель быстродействия устройства распознавания, определяемый необходимым временем наблюдения сигналов и принятия решения; K_4 – показатель затрат на реализацию устройств распознавания, вводимый через объемы памяти и вычислений при реализации устройств на ЭВМ; K_5 – показатель затрат на проектирование. В данном случае $m = 5$.

Понятие оптимальности решения для многокритериальной задачи оптимизации отличается от соответствующего понятия при использовании скалярного критерия оптимальности [5–7]. Оптимальные решения многокритериальных задач определяются задаваемым отношением предпочтения на множестве допустимых решений Γ . Решения $\gamma^{(0)} \in \Gamma$ будем называть оптимальным по отношению строгого предпочтения \succ , если не существует других решений $\gamma \in \Gamma$, для которых справедливо отношение $\gamma \succ \gamma^{(0)}$.

Иногда оптимальные решения удобнее искать в критериальном задаваемом пространстве R^m , которое задается оценками векторного показателей качества (1), определяемыми значением соответствующих им целевых функций на множестве допустимых решений Γ (m – число показателей). Между решениями на множествах Γ и R^m существует тесная связь, определяемая аксиомой Парето, которая формулируется так: для двух оценок, удовлетворяющих неравенству $K_l(\gamma) \geq K_l(\gamma^{(0)})$, всегда выполняется соотношение

$\gamma \succ \gamma^{(0)}$ [5]. Векторное неравенство $\vec{K}(\gamma) \geq \vec{K}(\gamma^{(0)})$ означает, что выполняются система неравенств $K_l(\gamma^{(0)}) \geq K_l(\gamma)$ для всех $l = \overline{1, m}$, где хотя бы одно из неравенств является строгим.

В многокритериальных задачах отношение \geq согласно аксиоме Парето играет важную роль. Решения, определяемые в соответствии с указанным отношением предпочтения образуют подмножество Парето-оптимальных (оптимальных по Парето или эффективных) решений относительно векторного показателя качества (1). Это подмножество обозначают через $P(\Gamma)$, а в пространстве оценок – через $P_{\vec{K}_m}(\Gamma) = \text{opt}_{\geq}(\Gamma)$. Включение $\vec{K}(\gamma^{(0)}) = \text{opt}_{\geq}(\Gamma)$, а следовательно и $\gamma^0 \in P(\Gamma)$, имеет место тогда и только тогда, когда не существует другой оценки $\gamma \in \Gamma$, для которой было бы выполнено векторное неравенство $\vec{K}(\gamma) \geq \vec{K}(\gamma^{(0)})$.

В пространстве оценок могут быть также введены отношения строгого предпочтения $>$. Решения, определяемые в соответствии с этим отношением, образуют подмножество слабо оптимальных по Парето решений $S_{\vec{K}_m}(\Gamma)$, которые называют также решениями, оптимальными по Слейтеру [5]. Для таких решений в пространстве оценок R^m выполняется строгое векторное неравенство $\vec{K}(\gamma^{(0)}) > \vec{K}(\gamma)$, то есть $K_l(\gamma^{(0)}) > K_l(\gamma)$, $l = \overline{1, m}$. При этом множество $S_{\vec{K}_m}(\Gamma)$ оказывается более широким, то есть имеет место включение $P_{\vec{K}_m}(\Gamma) \subset S_{\vec{K}_m}(\Gamma)$. Таким образом, при исходном множестве допустимых решений Γ , отыскание оптимальных решений многокритериальной задачи распознавания сигналов сводится к отысканию подмножества Парето либо подмножества Слейтера в критериальном пространстве оценок R^m .

**2 МЕТОДОЛОГИЯ РЕШЕНИЯ
МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ЗАДАЧИ
РАСПОЗНАВАНИЯ СЛУЧАЙНЫХ
СИГНАЛОВ**

Рассматриваемая многокритериальная задача распознавания случайных сигналов по своей постановке и содержанию является более сложной по сравнению с традиционными задачами в теории многокритериальной оптимизации, в которых каждое решение γ определяется n -мерным вектором параметров \vec{y} . При этом множество допустимых решений Γ является подмножеством евклидова пространства $R^n (\Gamma \subset R^n)$ и оптимизация производится путем вариации n -мерного вектора параметров \vec{y} [5, 6].

В настоящей работе рассматривается более сложная задача многокритериальной оптимизации, в которой решением γ является оператор (алгоритм работы) устройства распознавания случайных сигналов, отображающий некоторое функциональное пространства сигналов на множество введенных гипотез R^{M+1} . При этом множество Γ заранее не задано и поэтому стоит дополнительная задача его формирования. К настоящему времени общего решения таких многокритериальных задач формирования и выбора оптимальных вариантов систем еще не существует [8].

Нахождение подмножества оптимальных по Парето (либо по Слейтеру) решений для поставленной многокритериальной задачи распознавания сигналов непосредственно по введенной совокупности показателей (1) представляет очень сложную оптимизационную задачу, для решения которой может быть использован комбинированный метод, включающий аналитические и численные методы оптимизации. Рассмотрим некоторые принципиальные особенности методологии такой оптимизации, которая основана на обобщении материалов работ [7–14].

При формировании исходного множества решений вначале вводится вектор показателей качества сокращенной размерности ($m' = 2$)

$$\vec{K}_{m'} = (K_1(\vec{\alpha}), K_2(\vec{\alpha})) \tag{2}$$

и находится структура устройства распознавания, оптимальная по Парето с учетом векторного показателя качества (2). Как следует из работы [5], Парето-оптимальные решения при учете сокращенной совокупности показателей качества (2) являются также оптимальными по Слейтеру при учете полной совокупности показателей (1). Далее на основе полученного решения формируется некоторое множество допустимых вариантов структуры устройств распознавания сигналов Γ . Для этого может быть применен морфологический подход [5, 7], при котором задаются допустимые варианты устройств распознавания, основанные на альтернативных способах формирования информативных признаков и построения решающих правил распознавания сигналов при использовании для описания сигналов разных вероятностных моделей. Некоторые варианты алгоритмов распознавания, синтезированных в рамках разных вероятностных моделей, адекватных решению некоторых задач распознавания сигналов, приведены в работах [3, 4, 10, 13, 14].

После формирования множества допустимых устройств распознавания сигналов оцениваются значения показателей качества распознавания и реализационных затрат, в результате чего множество проектных решений представляется в критериальном пространстве $R^{m''} (m'' = 4)$

$$\vec{K}_m^n = (K_1(\vec{\alpha}), K_2(\vec{\alpha}), K_3, K_4). \quad (3)$$

Число элементов этого множества определяется из условия удовлетворения заданных ограничений затрат на проектирование $K_5 < K_{5\max}$. В критериальном пространстве R^m выделяется подмножество Парето, которое является также оптимальным по Слейтеру с учетом полной совокупности показателей (1). Полученное подмножество вариантов структуры устройств распознавания сигналов является искомым Парето-оптимальным решением поставленной многокритериальной задачи распознавания сигналов. Каждая соответствующая им структура устройства распознавания сигналов является оптимальной по безусловному критерию Парето и может быть использована для решения поставленной прикладной задачи распознавания. В частности, эти структуры устройств распознавания могут быть использованы для принятия коллективных решений либо для адаптации при изменяющихся условиях распознавания. При задании некоторого условного критерия предпочтения с использованием оптимизации скалярного результирующего показателя $K_r = f(K_1, K_2, K_3, K_4)$ из полученного подмножества Парето-оптимальных структур может быть выбран единственный вариант структуры устройства распознавания сигналов. Примеры выполнения всех указанных этапов многокритериальной оптимизации задач распознавания сигналов приведены в работах [8, 12, 13].

3 ОБЩИЙ ВИД РЕШАЮЩИХ ПРАВИЛ РАСПОЗНАВАНИЯ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ КЛАССА НЕИЗВЕСТНЫХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим особенности синтеза структуры устройства распознавания случайных сигналов с учетом сокращенной совокупности показателей качества (2). Для случая распознавания M заданных случайных сигналов при наличии $M+1$ -го класса неизвестных сигналов вероятность ошибочного распознавания состоит из 3 составляющих, определяемых следующими факторами: перепутыванием M заданных сигналов между собой $P_{(M)}$; отнесением заданных сигналов к $M+1$ -му классу неизвестных $P_{(M+1/l)}$; отнесением неизвестных сигналов к заданным $P_{(l/M+1)}$ [3, 8, 9]. В соответствии с имеющейся априорной информацией согласно постановке задачи можно оценить лишь первые две составляющие вероятности ошибки. Оценить величину третьей составляющей $P_{(l/M+1)}$ не представляется возможным. Для учета третьей составляющей вводится скалярный показатель $K_2(\vec{\alpha})$ объема

критической области $G = \bigcup_{i=1} G_i$ отклонения гипотезы

H^{M+1} о действии $M+1$ -го класса неизвестных сигналов. Эта область имеет смысл собственной области M заданных сигналов.

Нахождение структуры устройства распознавания осуществляется из условия максимизации вероятности правильного распознавания заданных сигналов при ограничении объема V_G указанной собственной области G . Это приводит к решению следующей оптимизационной задачи на условный экстремум [8, 9]

$$\begin{cases} \max_G \left[\int_G \max_{l=1, M} \left\{ P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}) d\vec{\xi} \right\} \right] \\ \int_G d\vec{\xi} = V_G \end{cases} \quad (4)$$

Здесь $\vec{\xi}$ – статистика, по которой принимается решение (в частности, вектор отсчетов сигнала, вектор значений информативных признаков и т. д.). Решая эту задачу методом множителей Лагранжа, можно прийти к следующему решающему правилу [8, 9]

$$H^i: \max_{l=1, M} \left\{ P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}) \right\} \geq \lambda; \quad (5a)$$

$$P_i W(\vec{\xi}/H^i, \vec{\alpha}^i) \geq P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}^l), \quad l = \overline{1, M}, \quad l \neq i; \quad (5b)$$

$$H^{M+1}: \max_{l=1, M} \left\{ P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}^l) \right\} < \lambda. \quad (5b)$$

Это решающее правило является оптимальным по Парето с учетом сокращенной совокупности показателей (2).

По существу, постановка и решение рассмотренной задачи – это формализация требования содержательного характера о необходимости выявить и распознать M заданных сигналов и отнести в $M+1$ -й класс все остальные сигналы, информация о которых недостаточна для их распознавания. Для случая, когда учитываются ошибки лишь за счет перепутывания $M+1$ -го сигнала с M заданными, приходим к различению двух гипотез H^M – о действии смеси M заданных сигналов и гипотезы H^{M+1} о действии $M+1$ -го класса неизвестных сигналов. При этом решающее правило имеет вид

$$H^M: \sum_{l=1}^M P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}^l) \geq \lambda; \quad (6a)$$

$$H^{M+1}: \sum_{l=1}^M P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}^l) < \lambda. \quad (6b)$$

Здесь, по существу, решается задача обнаружения класса из M заданных сигналов при наличии класса неизвестных сигналов. Решающее правило можно использовать для решения иногда встречающейся на практике противоположной задачи – обнаружения неизвестных сигналов при наличии заданных сигналов.

В ряде случаев рационально применять квазиоптимальное решающее правило [3, 9]:

– если хотя бы для одного значения выполняется неравенство

$$P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}^l) \geq \lambda_l, \quad l = \overline{1, M}, \quad (7a)$$

то принимается решение в пользу заданных сигналов;
– если же при всех $l = \overline{1, M}$ выполняются неравенства

$$P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}^l) < \lambda_l, \quad (7b)$$

то решение принимается в пользу $M + 1$ -го класса неизвестных сигналов.

При выполнении условия (7a) на втором этапе производится распознавание заданных сигналов согласно следующей системе неравенств

$$P_i W(\vec{\xi}/H^i, \vec{\alpha}^i) \geq P_l W(\vec{\xi}/H^l, \vec{\alpha}^l), \quad l = \overline{1, M}, \quad l \neq i. \quad (7b)$$

Решающие правил (5)–(7), основаны на построении замкнутых собственных областей для M заданных сигналов в пространстве выбранных статистик сигналов.

4 РЕШАЮЩИЕ ПРАВИЛА РАСПОЗНАВАНИЯ ПРИ РАЗНЫХ ВЕРОЯТНОСТНЫХ МОДЕЛЯХ СИГНАЛОВ

Полученные в общем виде решающие правила распознавания сигналов при наличии неизвестных сигналов (5)–(7) конкретизируются для случая выбора определенной вероятностной модели для описания сигналов. Рассмотрим некоторые особенности решающих правил для случая применения некоторых вероятностных моделей сигналов, в частности, в виде ортогональных разложений, авторегрессионной модели, смеси распределений.

В случае описания сигналов *вероятностной моделью в виде ортогональных разложений* в качестве вектора статистик ξ , по которой принимаются решения в решающих правилах (5)–(7), может быть использована совокупность коэффициентов разложения сигналов $\vec{\xi} = (d_1, d_2, \dots, d_L)^T$ в некотором ортонормированном базисе [3, 8, 10]

$$X(t) = \sum_{j=1}^L d_j \psi_j(t), \quad (8)$$

где $d_j = \int_T X(t) \overline{\psi_j(t)} dt$.

Кроме того, при выборе этой вероятностной модели для описания сигналов в качестве вектора статистик ξ может быть также использована совокупность оценок координат энергетического спектра сигналов $\vec{G} = (G_1, G_2, \dots, G_L)^T$, а также оценок корреляционных моментов $R(k, l)$, $k, l = \overline{1, L}$, полученных для коэффициентов разложения сигналов в выбранном базисе.

Выражения для решающих правил, основанных на вероятностной модели сигналов в виде ортогональных разложений, определяются соотношениями (5)–(7) с учетом указанной конкретизации вида вектора статистик ξ . Разные типы ортонормированного базиса, в котором представляются сигналы, разное число членов разложения и разный вид координат вектора статистик ξ сигналов определяют способы формирования некоторого множества допустимых вариантов устройств распознавания, которые характеризуются разными значениями показателей качества распознавания сигналов и реализационных затрат. Практические особенности разных решающих правил, основанных на этой модели детально исследованы в работе [3].

Для случая описания сигналов *авторегрессионной (АР) моделью* в решающих правилах может быть использовано выражение для многомерной плотности вероятности дискретных случайных сигналов, которое выражается через параметры АР модели p -го порядка [13, 14]

$$W(\vec{X}) = \frac{1}{(2\pi)^{L/2} \sigma^{L-p} |R^p|^{1/2}} \exp(-S(\vec{X})). \quad (9)$$

Здесь

$$S(\vec{X}) = (\vec{X}_p - \vec{m}_p)^{tr} R_p^{-1} \sigma^2 (\vec{X}_p - \vec{m}_p) + K(\vec{X}), \quad (9a)$$

где

$$K(\vec{X}) = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{l=p+1}^L \left[X_l - \mu - \sum_{j=1}^p \phi_j (X_l - \mu) \right]^2, \quad (9b)$$

$\vec{X}_p = (X_1, \dots, X_p)^{tr}$ – вектор временных отсчетов сигналов; $\phi_j, j = \overline{1, p}$ – коэффициенты авторегрессии; $\vec{m}_p = (\mu_1, \dots, \mu_p)^{tr}$, R_p , μ , σ^2 – соответственно средний вектор, корреляционная матрица, математическое ожидание и дисперсия сигнала.

Для сигналов с разными корреляционными функциями указанные параметры АР модели различаются, что дает основание использовать их для распознавания. При небольшом порядке АР модели (когда $p \ll L$) первым слагаемым в соотношении (9a) можно пренебречь. При этом, подставляя соотношение (9)

для плотности вероятности в общий вид решающего правила (7), можно получить его конкретизацию в следующем виде

$$H^i: K_k(\vec{x}) \geq \lambda_k, \quad k = \overline{1, M}; \quad (10a)$$

$$K_k(\vec{x}) - K_i(\vec{x}) + \ln \frac{(2\pi\sigma_i)^{p_i-L}}{(2\pi\sigma_k)^{p_k-L}} \geq \ln \frac{P_k}{P_i},$$

$$k = \overline{1, M}, \quad k \neq i; \quad (10б)$$

$$H^{M+1}: K_k(\vec{x}) > \lambda_k, \quad k = \overline{1, M}. \quad (10в)$$

Некоторые результаты исследования решающего правила (10) при решении одной из прикладных задач приведены в работе [14].

Вероятностная модель в виде смеси распределений может быть использована для описания сигналов при сложном виде плотностей распределения распознаваемых сигналов. В этом случае плотности распределения распознаваемых сигналов представляются смесью более простых распределений [15]

$$W(\vec{\xi}) = \sum_{l=1}^q c_l w(\vec{\xi}/\vec{\alpha}^l). \quad (11)$$

В частности, эти простые распределения $w(\vec{\xi}/\vec{\alpha}^i)$ могут иметь вид гауссовых, прямоугольных, трехугольных функций со своими параметрами.

Решающее правило распознавания сигналов (7), основанное на описании сигналов вероятностной моделью в виде смеси распределений, принимает следующий вид [15]

$$H^i: P_k \sum_{l=1}^n c_l^k w(\vec{\xi}/\vec{\alpha}_l^k) \geq \lambda_k, \quad k = \overline{1, M}, \quad (12a)$$

$$P_i \sum_{l=1}^n c_l^i w(\vec{\xi}/\vec{\alpha}_l^i) \geq P_k \sum_{l=1}^n c_l^k w(\vec{\xi}/\vec{\alpha}_l^k),$$

$$k = \overline{1, M}, \quad k \neq i; \quad (12б)$$

$$H^{M+1}: P_k \sum_{l=1}^n c_l^k w(\vec{\xi}/\vec{\alpha}_l^k) \geq \lambda_k, \quad k = \overline{1, M}. \quad (12в)$$

Выбор вида этих функций $w(\vec{\xi}/\vec{\alpha}_l^k)$, числа компонент смеси n и смешивающих коэффициентов c_l^k в решающем правиле (12) определяет разные варианты устройств распознавания сигналов, с разными значениями показателей качества распознавания и затрат на реализацию соответствующих устройств распознавания. Некоторые особенности построения, а также результаты исследований решающего правила (12) приведены в работе [15].

ВЫВОДЫ

Рассмотренная в данной работе методология многокритериальной оптимизации решения задачи распознавания случайных сигналов может быть использована при проектировании оптимальных по совокупности показателей качества устройств распознавания сигналов, предназначенных для решения разных прикладных задач распознавания образов в радиолокации и связи, технической и медицинской диагностики, где исходное описание распознаваемых образов (объектов, явлений, состояний) поступает от физических датчиков в виде реализации случайных сигналов. Такими задачами, в частности, являются:

- распознавание опасных видов облачности и типов самолетов с целью обеспечения безопасности полетов в гражданской авиации;
- распознавание помеховой обстановки, а также вида и параметров модуляции принимаемых сигналов с целью автоматического выбора демодулятора и вхождения в связь при автоматизированном радиоконтроле;
- распознавание заданных видов неисправностей машин и механизмов в технической диагностике;
- распознавание заданных видов заболеваний в медицинской диагностике.

Рассмотренная методология нахождения Парето-оптимальных проектных решений многокритериальных задач распознавания может быть реализована в виде экспертной системы. Система включает разработанные пакеты программ, которые реализуют основные этапы многокритериальной оптимизации. В частности, может быть программно реализовано множество допустимых структур устройств распознавания случайных сигналов, основанных на разных вероятностных моделях в виде ортогональных разложений сигналов, процессов авторегрессии, смеси распределений и других моделей. Для программно заданных структур устройств распознавания проводится оценивание их показателей качества распознавания и реализационных затрат. В частности, показатели качества распознавания оцениваются методом статистического моделирования на обучающих выборках заданных распознаваемых сигналов. После оценивания значений показателей качества множество допустимых вариантов структуры устройств распознавания представляется в критериальном пространстве. Далее с использованием выбранного бинарного отношения предпочтения реализуется алгоритм выбора Парето-оптимальных вариантов устройств распознавания сигналов.

Оперативная настройка экспертной системы на решение конкретной прикладной задачи осуществляется в режиме обучения путем ввода выборок реальных сигналов с магнитного носителя через аналого-цифровой преобразователь непосредственно от некоторого физического датчика исходного описания распознаваемых

образов. Полученные в результате оптимизации Парето-оптимальные алгоритмы распознавания сигналов могут быть использованы в рабочем режиме при распознавании образов, в частности, для принятия коллективных решений либо для структурной адаптации.

Анализ практических особенностей устройств распознавания случайных сигналов показывает, что они могут быть реализованы с использованием перспективных средств вычислительной техники, в частности, транспьютерных и нейронных технологий.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Васильев В. И. Распознавание системы. Справочник. – К.: Наукова думка, 1983. – 424 с.
2. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания. – М.: Наука, 1979. – 368 с.
3. Омельченко А. А. Основы спектральной теории распознавания сигналов. – Харьков: Вища школа, 1983. – 156с.
4. Прикладная теория случайных процессов и полей / Коллективная монография под ред. К. К. Васильева, В. А. Омельченко. – Ульяновск: УлГТУ, 1995. – 256 с.
5. Подиновский В. Д., Ногин В. Д. Парето-оптимальные решения многокритериальных задач. – М.: Наука, 1982. – 256 с.
6. Березовский Б. А., Барышников Ю. М., Борзенко В. И., Кепнер Л. М. Многокритериальная оптимизация: Математические аспекты. – М.: Наука, 1986. – 186 с.
7. Безрук В. М. Векторная оптимизация та статистичне моделювання в автоматизованому проектуванні систем зв'язку. – Харків: ХНУРЕ, 2002. – 164 с.
8. Омельченко В. А. Многокритериальные задачи распознавания сигналов. Ч. 2. Распознавание сигналов в условиях повышенной априорной неопределенности // Отбор и передача информации. – 1989. – Вып. 4(80). – С. 84–85.
9. Омельченко В. А., Балабанов В. В., Безрук В. М., Омельченко А. В., Фефелов Н. А. Распознавание полностью описанных случайных сигналов при наличии

- класса неизвестных сигналов // Отбор и обработка информации. – 1992. – Вып. 8. – С. 71–80.
10. Омельченко В. О., Безрук В. М., Колесников О. О. Ортогональні розклади випадкових процесів та їх застосування при розпізнаванні сигналів // Зб. наук. пр. «Імовірнісні моделі та обробка випадкових сигналів і полів». – Ч. 1. – Харків: ХІРЕ, 1992. – С. 73–82.
 11. Безрук В. М. Методи многокритериальной оптимизации информационных систем // Радиоэлектроника и информатика. – 1999. – Вып. 2(07). – С. 63–68.
 12. Безрук В. М. Синтез и анализ Парето-оптимальных систем распознавания случайных сигналов методом рабочих характеристик // АСУ и приборы автоматики. – 1999. – Вып. 109. – С. 25–29.
 13. Безрук В. М. Оптимизация авторегрессионных алгоритмов распознавания сигналов по совокупности показателей качества // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2001. – № 2. – С. 10–13.
 14. Омельченко В. А., Безрук В. М., Коваленко Н. П. Распознавание заданных радиосигналов при наличии неизвестных сигналов на основе авторегрессионной модели // Радиотехника. – 2001. – Вып. 123. – С. 195–199.
 15. Безрук В. М., Евсеев К. К., Чеботов А. В. Метод распознавания видов модуляции радиосигналов, описываемых вероятностной моделью в виде смеси распределений. // Прикладная радиоэлектроника. – 2003. – № 1. – С. 26–31.

Надійшла 12.10.04
Після доробки 13.05.05

Розглядаються особливості отримання рішень багатокритеріальних задач розпізнавання випадкових сигналів при наявності класу невідомих сигналів, з урахуванням опису сигналів різними ймовірнісними моделями та при оптимізації рішень за сукупності показників якості розпізнавання сигналів і реалізаційних витрат.

Features of receipt of decisions of muchcriterion tasks of recognition of accidental signals at presence of class of unknown signals are considered, taking into account description of signals by the different probabilistic models and during optimization of decision on aggregate of indexes of quality of recognition of signals and realization expenditures.

УДК 004.93

Е. В. Бодянский, Е. В. Горшков, В. В. Колодяжный, И. П. Плисс

РЕКУРРЕНТНЫЙ АЛГОРИТМ ОБУЧЕНИЯ РАДИАЛЬНО-БАЗИСНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ, ОСНОВАННЫЙ НА ПРИБЛИЗИТЕЛЬНЫХ МНОЖЕСТВАХ

В статье предложен алгоритм обучения радиально-базисных нейронных сетей, основанный на приближительных множествах. Алгоритм предназначен для решения задач распознавания образов и классификации, а также может использоваться для управления, идентификации и эмуляции при помощи радиально-базисных нейронных сетей.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время искусственные нейронные сети (ИНС) находят все более широкое применение в раз-

личных задачах обработки информации таких, как идентификация нелинейных систем, прогнозирование, фильтрация, адаптивное управление, распознавание образов, диагностика и т. п.

В качестве основной архитектуры обычно используются многослойные сети с прямой передачей информации, недостатками которых являются громоздкость и низкая скорость обучения, основанного на нелинейных алгоритмах обратного распространения ошибок, что затрудняет их применение в задачах, где

обработку наблюдений необходимо проводить в реальном времени по мере поступления новых данных.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Альтернативу многослойным архитектурам представляют радиально-базисные сети [1–3], обладающие универсальными аппроксимирующими свойствами [4], содержащие два слоя обработки информации и при этом, что наиболее важно, их настраиваемые синаптические веса, обеспечивающие требуемое качество нелинейного отображения пространства входов в подпространство выходов, в описание сети входят линейно.

В общем случае радиально-базисная сеть с n входами и m выходами осуществляет нелинейное преобразование вида

$$y_i = F_j(x) = w_{j0} + \sum_{i=1}^h w_{ji} \phi_i(x) = w_j^T \phi(x),$$

где y_i – j -й выходной сигнал сети ($j = 1, 2, \dots, m$), $F_j(x)$ – нелинейное отображение входного векторного сигнала $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ в j -й выход, w_{ji} – настраиваемые синаптические веса, $\phi_i(x)$ – радиально-базисные функции, обычно представляющие собой парзеновские ядра [5], $w_j = (w_{j0}, w_{j1}, \dots, w_{jh})^T$, $\phi(x) = (1, \phi_1(x), \phi_2(x), \dots, \phi_h(x))^T$.

Входной слой такой сети – это сенсоры, связывающие ИНС с окружающей средой. Единственный скрытый слой осуществляет нелинейное преобразование входного пространства R^n в скрытое пространство R^h , как правило, высокой размерности ($h \gg n$). И, наконец, выходной слой, образованный адаптивными линейными ассоциаторами, формирует реакцию сети $y = (y_1, y_2, \dots, y_m)^T$ на входной сигнал

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T.$$

Для настройки радиально-базисных ИНС наиболее широкое распространение получили алгоритмы, основанные на критериях, использующих те или иные функции квадратов ошибок обучения [6–12], от простейшего одношагового алгоритма Уидроу-Хоффа

$$w_j(k) = w_j(k-1) + \mu \frac{d_j(k) - w_j^T(k-1)\phi(x(k))}{\|\phi(x(k))\|} \phi(x(k))$$

до метода наименьших квадратов в самых различных вариантах, среди которых наиболее популярной является его экспоненциально взвешенная модификация

$$\begin{cases} w_j(k) = w_j(k-1) + \\ + \frac{P_\varphi(k-1)d_j(k) - w_j^T(k-1)\phi(x(k))}{\alpha + \varphi^T(x(k))P_\varphi(k-1)\phi(x(k))} \phi(x(k)), \\ P_\varphi(k) = \frac{1}{\alpha} \times \\ \times \left(P_\varphi(k-1) - \frac{P_\varphi(k-1)\varphi^T(x(k))P_\varphi(k-1)}{\alpha + \varphi^T(x(k))P_\varphi(k-1)\phi(x(k))} \right), \end{cases} \quad (1)$$

где $k = 1, 2, \dots$ – текущее дискретное время, $0 < \eta < 2$ – скалярный параметр, определяющий характер сходимости процесса обучения, $d_j(k)$ – внешний обучающий сигнал, $0 < \alpha < 1$ – параметр забывания устаревшей информации.

Оценки синаптических весов, получаемых с помощью этих алгоритмов, имеют ясный статистический смысл и являются оптимальными в ситуации, когда и полезная информация, и действующие возмущения являются, по сути, стохастическими сигналами, порождаемыми нормальными распределениями. Алгоритмы обучения, имеющие в своей основе критерии отличные от квадратичного [13], в конечном итоге все равно «привязаны» к тому или иному закону распределения и дают точечную оценку, имеющую смысл математического ожидания.

Естественно, что при обработке информации, не имеющей случайного характера, например, в задачах динамической реконструкции хаотических сигналов [14–16], применение статистических критериев явно не имеет смысла. В этом случае можно предположить, что и полезные сигналы $x(k)$, $d_j(k)$ (здесь $d_j(k)$ – обучающий сигнал) и действующие ненаблюдаемые возмущения $\zeta(k)$ принадлежат к некоторому ограниченному интервалу и, более того, могут иметь регулярный или хаотический характер или искусственную природу типа преднамеренных помех. Ясно, что даже оптимальные значения синаптических весов w_j^* в этом случае не позволяют в режиме обучения получить на выходе нейросети точное равенство $y_j(k) = d_j(k)$, а могут лишь задать некоторый интервал [17, 18]

$$d_j(k) - r(k) \leq w_j^{*T} \phi(x(k)) \leq d_j(k) + r(k), \quad (2)$$

где параметр $r(k)$ определяет границы изменения возмущающих сигналов $|\zeta(k)| \leq r(k)$.

Можно заметить, что неравенство (2) определяет в пространстве синаптических весов пару гиперповерхностей, между которыми и лежат настраиваемые параметры $w_j(k)$. Последовательность обучающих $d_j(1), d_j(2), \dots, d_j(N)$ сигналов порождает N пар гиперповерхностей, которые высекают в этом пространстве некоторую область (политоп) $D_j(N)$. Это и есть область уточняемых параметров, при этом все точки, принадлежащие этой области, равноправны в том смысле, что среди них невозможно выделить наилучший вектор весов, хотя для

удобства можно использовать некоторый центр области $D_j(N)$ так, как это делается в процедурах дефаззификации, используемых в системах нечеткого вывода [14–16]. Результатом обучения ИНС при этом будет не традиционная точечная оценка, а интервальная, что с вычислительной точки зрения весьма удобно.

Данный подход получил определенное распространение в задачах идентификации объектов управления и систем и известен под названием «множественного подхода к оцениванию параметров» (set-membership approach to parameter estimation) [18].

Первый очевидный путь определения множества синаптических весов состоит в нахождении решения системы N линейных неравенств (2), однако, поскольку количество вершин политопа $D_j(N)$ растет значительно быстрее чем $k = 1, 2, \dots, N, \dots$ с вычислительной точки зрения этот подход представляется малоэффективным.

Альтернативный подход состоит в аппроксимации политопа $D_j(k)$, получаемого в k -й момент времени, эллипсоидом

$$L_j(k): (w_j^* - w_j(k))^T P_j^{-1}(k) (w_j^* - w_j(k)) \leq 1, \quad (3)$$

чей центр $w_j(k)$ и симметрическая положительно определенная матрица $P_j(k)$ настраиваются так, чтобы $L_j(k)$ был как можно «ближе» к $D_j(k)$. Поскольку $w_j(k)$ и $P_j(k)$ содержат $(h+1) + (h+2)(h+1)/2$ настраиваемых параметров, идея использования эллипсоидов по сравнению с политопами представляется более предпочтительной.

Можно видеть, что политоп $D_j(k)$ является, по сути, приблизительным множеством [19], а эллипсоид $L_j(k)$, содержащий все элементы, принадлежащие $D_j(k)$, его верхней аппроксимацией. Заметим также, что аппарат приблизительных множеств использовался для обучения многослойных искусственных нейронных сетей в работе [20].

Развиваемый нами подход к обучению радиально-базисных сетей основывается на идеях Ф. Швеппе [17] и состоит в том, что эллипсоид $L_j(k)$ должен содержать все возможные значения синаптических весов, принадлежащих пересечению $L_j(k-1)$ (эллипсоид, построенный в момент времени $k-1$) с областью $G_j(k)$, лежащей между двумя гиперплоскостями текущего k -го наблюдения (2).

Поскольку пересечение $L_j(k-1)$ и $G_j(k)$ не является эллипсоидом, необходимо так определить $w_j(k)$ и $P_j(k)$, чтобы $L_j(k)$ максимально точно его аппроксимировал. Объединяя (2) и (3), можно видеть, что искомые параметры описываются системой неравенств

$$\begin{cases} (w_j^* - w_j(k-1))^T P_j^{-1}(k-1) (w_j^* - w_j(k-1)) \leq 1, \\ r^{-2}(k) (d_j(k) - w_j^{*T} \varphi(x(k)))^2 \leq 1, \end{cases} \quad (4)$$

или для некоторого неотрицательного $p_j(k)$ –

$$\begin{aligned} & (w_j^* - w_j(k-1))^T P_j^{-1}(k-1) (w_j^* - w_j(k-1)) + \\ & + p_j(k) r^{-2} (d_j(k) - w_j^{*T} \varphi(x(k))) \leq 1 + p_j(k). \end{aligned} \quad (5)$$

Вводя в рассмотрение вектор ошибок определения синаптических весов $\tilde{w}_j(k) = w_j^* - w_j(k)$, после несложных, но громоздких преобразований квадратичной формы в левой части (5), можно получить наиболее популярный в эллипсоидальном оценивании алгоритм Фогеля-Хуанга [21].

$$\begin{cases} w_j(k) = w_j(k-1) + p_j(k) r^{-2}(k) \tilde{P}_j(k) d_j(k) - \\ - w_j^T(k-1) \varphi(x(k)) (\varphi(x(k))), \\ \tilde{P}_j(k-1) = P_j(k-1) - \\ - \frac{p_j(k) r^{-2}(k) P_j(k-1) \varphi(x(k)) \varphi^T(x(k)) P_j(k-1)}{1 + p_j(k) r^{-2}(k) \varphi^T(x(k)) P_j(k-1) \varphi(x(k))}, \\ P_j(k) = \tilde{P}_j(k-1) \times \\ \times \left(1 + p_j(k) - \frac{p_j(k) (d_j(k) - w_j^T(k-1) \varphi(x(k)))^2}{r^2(k) + p_j(k) \varphi^T(x(k)) P_j(k-1) \varphi(x(k))} \right). \end{cases} \quad (6)$$

Процедура (6) содержит неопределенный параметр $p_j(k)$, который выбирается так, чтобы объем эллипсоида $L_j(k)$ на пересечении $L_j(k-1)$ и $G_j(k)$ был минимальным. Данная задача связана с поиском в каждый момент k минимума функции

$$\begin{aligned} & \det P_j(k) = \\ & = \left(1 + p_j(k) - \frac{p_j(k) e_j^2(k)}{r^2(k) + p_j(k) \varphi^T(x(k)) P_j(k-1) \varphi(x(k))} \right)^{h+1} \times \\ & \times \left(1 - \frac{p_j(k) \varphi^T(x(k)) P_j(k-1) \varphi(x(k))}{r^2(k) + p_j(k) \varphi^T(x(k)) P_j(k-1) \varphi(x(k))} \right) \times \\ & \times \det P_j(k-1) \end{aligned} \quad (7)$$

(здесь $e_j(k) = d_j(k) - w_j^T - w_j^T(k-1) \varphi(x(k))$ – ошибка обучения ИНС по j -му выходу) или, что то же самое, с решением дифференциального уравнения

$$\frac{\partial}{\partial p_j} \det P_j(k) = 0. \quad (8)$$

Поскольку (8) явно не имеет аналитического решения, необходимо воспользоваться или процедурой одномерного поиска глобального минимума (7), или каким-либо численным алгоритмом нахождения действительных неотрицательных корней уравнения (8).

Введением переменных

$$\begin{cases} \alpha_j(k) = p_j^{-1}(k)r^2(k), \\ \beta_j(k) = 1 + \frac{r^2(k)}{\alpha_j(k)} - \frac{e_j^2(k)}{\alpha_j(k) + \varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))}, \end{cases}$$

алгоритм (6) может быть преобразован к форме [22]

$$\begin{aligned} w_j(k) &= w_j(k-1) + \\ &+ \frac{P_j(k-1)(d_j(k) - (w_j^T(k-1)\varphi(x(k))))}{\alpha_j(k) + \varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))} \varphi(x(k)), \end{aligned}$$

структурно близкой к экспоненциально взвешенному методу наименьших квадратов (1), но существенно отличающейся от последнего своими свойствами, а кроме того, требующей в каждый момент обучения k решения задачи минимизации по параметру $\alpha_j(k)$ функции

$$\begin{aligned} \det P_j(k) &= \\ &= \left(1 + \frac{r^2(k)}{\alpha_j(k)} - \frac{e^2(k)}{\alpha_j(k) + \varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))} \right)^{h+1} \times \\ &\times \left(1 - \frac{\varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))}{\alpha_j(k) + \varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))} \right). \end{aligned}$$

Необходимость минимизации этой функции существенно усложняет процесс обучения, особенно при работе в реальном времени.

2 СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОБУЧЕНИЯ

Для преодоления отмеченных затруднений введем в рассмотрение скалярную переменную $\gamma_j(k)$ такую, что [23]

$$\begin{cases} D_j(k) = \gamma_j^{-1}(k)P_j(k), \\ D_j^{-1}(k) = \gamma_j(k)P_j^{-1}(k), \\ \gamma_j(k) > 0, \end{cases}$$

после чего перепишем (4) в форме

$$\begin{cases} (w_j^* - w_j(k-1))^T D_j^{-1}(k-1)(w_j^* - w_j(k-1)) \leq \gamma_j(k-1), \\ r^{-2}(k)(d_j(k) - w_j^{*T}\varphi(x(k)))^2 \leq 1, \end{cases}$$

а (5) – в форме

$$\begin{aligned} &(w_j^* - w_j(k-1))^T D_j^{-1}(k-1)(w_j^* - w_j(k-1)) + \\ &+ p_j(k)r^{-2}(k)(d_j(k) - w_j^{*T}\varphi(x(k)))^2 \leq \gamma_j(k-1) + p_j(k). \end{aligned}$$

Проводя далее без дополнительных комментариев цепочку преобразований вида

$$\begin{aligned} &(w_j^* - w_j(k-1))^T D_j^{-1}(k-1)(w_j^* - w_j(k-1)) + \\ &+ \delta_j(k)(d_j(k) - w_j^{*T}\varphi(x(k)))^2 \leq \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k). \end{aligned}$$

(здесь $\delta_j(k) = p_j(k)r^{-2}(k) = \alpha_j^{-1}(k)$),

$$\begin{aligned} &\tilde{w}_j^T(k-1)D_j^{-1}(k-1)\tilde{w}_j(k-1) + \delta_j(k)e_j(k) - \\ &- \tilde{w}_j^T(k-1)\varphi(x(k))^2 \leq \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k), \\ &\tilde{w}_j^T(k-1)D_j^{-1}(k-1)\tilde{w}_j(k-1) + \delta_j(k)e_j^2(k) - \\ &- 2\delta_j(k)e_j(k)\tilde{w}_j^T(k-1)\varphi(x(k)) + \\ &+ \delta_j(k)\tilde{w}_j^T(k-1)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k))\tilde{w}_j(k-1) \leq \\ &\leq \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k), \\ &\tilde{w}_j^T(k-1)(D_j^{-1}(k-1) + \delta_j(k)\varphi(x(k)))\tilde{w}_j(k-1) + \\ &+ \delta_j(k)e_j^2(k) - 2\delta_j(k)e_j(k)\tilde{w}_j^T(k-1)\varphi(x(k)) \leq \\ &\leq \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k), \\ &D_j^{-1}(k) = D_j^{-1}(k-1) + \delta_j(k)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k)), \\ &(\tilde{w}_j(k-1) - \delta(k)e_j(k)D_j(k)\varphi(x(k)))^T D_j^{-1}(k)\tilde{w}_j(k-1) - \\ &- \delta_j(k)e_j(k)D_j(k)\varphi(x(k)) + \delta_j(k)e_j^2(k) - \\ &- \delta_j^2(k)e_j^2(k)D_j(k)\varphi(x(k)) \leq \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k), \end{aligned}$$

получаем

$$\begin{cases} \tilde{w}(k) = \tilde{w}_j(k-1) - \delta_j(k)e_j(k)D_j(k)\varphi(x(k)), \\ D_j^{-1}(k) = D_j^{-1}(k-1) + \delta_j(k)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k)), \end{cases}$$

или, переходя от ошибок к собственно настраиваемым весам,

$$\begin{cases} w_j(k) = w_j(k-1) - \delta_j(k)e_j(k)D_j(k)\varphi(x(k)), \\ D_j(k) = D_j(k-1) - \\ - \delta_j(k) \frac{D_j(k-1)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k))D_j(k-1)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}, \end{cases}$$

что структурно совпадает с алгоритмом Хэгглунда [24], минимизирующим целевую функцию

$$E_j(k) = \sum_{p=0}^k \delta_j(p)e_j^2(p),$$

но имеющим в отличие от последнего два свободных параметра $\gamma_j(k)$ и $\delta_j(k)$, которые полностью определяют характер процесса обучения.

Для нахождения $\gamma_j(k)$ запишем очевидное неравенство (см. формулу (9) в конце страницы).

Откуда

$$\frac{\tilde{w}_j^T(k)D_j^{-1}(k)\tilde{w}_j(k) \leq \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k) - \delta_j(k)e_j^2(k)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} = \gamma_j(k),$$

после чего алгоритм обучения может быть записан с помощью системы рекуррентных соотношений

$$\left\{ \begin{array}{l} w_j(k) = w_j(k-1) + \delta_j(k)e_j(k)D_j(k)\varphi(x(k)), \\ D_j(k) = D_j(k-1) - \\ - \delta_j(k) \frac{D_j(k-1)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k))D_j(k-1)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}, \\ \gamma_j(k) = \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k) - \\ - \frac{\delta_j(k)e_j^2(k)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}, \end{array} \right. \quad (10)$$

а эволюция эллипсоидов задается неравенством

$$L_j(k) = \left\{ w_j: (w_j^* - w_j(k))^T \frac{D_j^{-1}(k)}{\gamma_j(k)} (w_j^* - w_j(k)) \leq 1 \right\}. \quad (11)$$

С тем, чтобы найти значение параметра $\delta_j(k)$, обеспечивающее сходимость алгоритма (10), введем в рассмотрение функцию, характеризующую процесс убывания ошибок оценивания в виде $\|w_j(k)\|_{D_j^{-1}(k)}^2$ и с учетом того, что

$$\tilde{w}_j^T(k-1)\varphi(x(k)) = e_j(k) - \zeta(k),$$

$$\begin{aligned} & \tilde{w}_j^T(k)D_j^{-1}(k)\tilde{w}_j(k) + \delta_j(k)e_j^2(k) - \delta_j^2(k)e_j^2(k)\varphi^T(x(k))D_j(k)\varphi(x(k)) = \tilde{w}_j^T(k)D_j^{-1}(k)\tilde{w}_j(k) + \delta_j(k)e_j^2(k) \times \\ & \times (1 - \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k)\varphi(x(k))) = \tilde{w}_j^T(k)D_j^{-1}(k)\tilde{w}_j(k) + \delta_j(k)(e_j^2(k)) \times \\ & \times \left(1 - \delta_j(k)\varphi^T(x(k)) \frac{D_j(k-1) + \delta_j(k)D_j(k-1)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k)) - \delta_j(k)D_j(k-1)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k))D_j(k-1)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} \varphi(x(k)) \right) = \\ & = \tilde{w}_j^T(k)D_j^{-1}(k)\tilde{w}_j(k) + \frac{\delta_j(k)e_j^2(k)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} \leq \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k) \end{aligned} \quad (9)$$

проведем очевидные преобразования

$$\begin{aligned} \|\tilde{w}_j(k)\|_{D_j^{-1}(k)}^2 &= (\tilde{w}_j(k-1) - \delta_j(k)e_j(k)D_j(k)\varphi(x(k)))^T \times \\ & \times D_j^{-1}(k)(\tilde{w}_j(k-1) - \delta_j(k)e_j(k)D_j(k)\varphi(x(k))) = \\ &= \tilde{w}_j^T(k-1)D_j^{-1}(k)\tilde{w}_j(k-1) - 2\delta_j(k)e_j(k)\tilde{w}_j^T(k-1) \times \\ & \times \varphi(x(k)) + \delta_j^2(k)e_j^2(k)\varphi^T(x(k))D_j(k)\varphi(x(k)) = \\ &= \|\tilde{w}_j^T(k-1)\|_{D_j^{-1}(k-1)}^2 + \delta_j(k)(\tilde{w}_j^T(k-1)\varphi(x(k))) - \\ & - 2\delta_j(k)e_j(k)\tilde{w}_j^T(k-1)\varphi(x(k)) + \delta_j^2(k)e_j^2(k) \times \\ & \times \frac{\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} = \\ &= \|\tilde{w}_j^T(k-1)\|_{D_j^{-1}(k-1)}^2 + \delta_j(k)(e_j(k) - \zeta(k))^2 - \\ & - 2\delta_j(k)e_j(k)(e_j(k) - \zeta(k)) + \delta_j^2(k)e_j^2(k) \times \\ & \times \frac{\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} = \\ &= \|\tilde{w}_j^T(k-1)\|_{D_j^{-1}(k-1)}^2 + \delta_j(k)\zeta^2(k) - \delta_j(k) \times \\ & \times \frac{e_j^2(k)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} \leq \\ & \leq \|\tilde{w}_j^T(k-1)\|_{D_j^{-1}(k-1)}^2 + \delta_j(k)r^2(k) - \delta_j(k) \times \\ & \times \frac{e_j^2(k)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}. \end{aligned}$$

Таким образом,

$$\|\tilde{w}_j(k)\|_{D_j^{-1}(k)}^2 \leq \|\tilde{w}_j(k-1)\|_{D_j^{-1}(k-1)}^2,$$

если

$$\delta_j(k)r^2(k) - \delta_j(k) \frac{e_j^2(k)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} \leq 0, \quad (12)$$

но, поскольку,

$$\gamma_j(k) = \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k) - \delta_j(k) \frac{e_j^2(k)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))},$$

выполнение условия

$$\gamma_j(k) \leq \gamma_j(k-1) \quad (13)$$

обеспечивает убывание расстояния между центрами эллипсоидов $w_j(k)$ и оптимальными значениями w_j^* .

Из (12) несложно получить оценку параметра $\delta_j(k)$ в виде

$$0 < \delta_j(k) \leq \frac{e_j(k)r^2(k) - 1}{\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}, \quad (14)$$

откуда следует, что алгоритм (а эволюция эллипсоидов задается неравенством (10) уточняет веса $w_j(k)$ до тех пор, пока выполняется неравенство

$$e_j^2(k) \geq r^2(k), \quad (15)$$

т. е. обеспечивается сходимость в область, определяемую ограничениями $r(k)$. При нарушении условия алгоритм обучения игнорирует поступающие наблюдения, что аналогично введению в него зоны нечувствительности.

Заметим, что при $\delta_j(k) = 1$, автоматически получаем стандартный алгоритм рекуррентного метода наименьших квадратов

$$\begin{cases} w_j(k) = w_j(k-1) + \frac{D_j(k-1)e_j(k)\varphi(x(k))}{1 + \varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}, \\ D_j(k) = D_j(k-1) - \frac{D_j(k-1)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k))D_j(k-1)}{1 + \varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}, \end{cases}$$

дополненный процедурой настройки

$$\gamma_j(k) = \gamma_j(k-1) + r^2(k) - \frac{e_j^2(k)}{1 + \varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}$$

и обеспечивающий сходимость в область

$$\frac{e_j^2(k)}{1 + \varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} \geq r^2(k).$$

Выполнение условия (12) обеспечивает сходимость центров эллипсоидов $L_j(k)$ к w_j , однако из него явно следует, что в процессе обучения уменьшаются объемы этих эллипсоидов.

Преобразовав (10), (11), можно записать

$$\gamma_j(k)D_j(k) = \gamma_j(k)(D_j(k-1) - \delta_j(k) \times \frac{D_j(k-1)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k))D_j(k-1)}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))}),$$

$$\det(\gamma_j(k)D_j(k)) = \frac{\det(\gamma_j(k)D_j(k-1))}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))},$$

$$\begin{aligned} \det P_j(k) &= \frac{1}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} \times \\ &\times \det\left(\frac{\gamma_j(k)}{\gamma_j(k-1)}P_j(k-1)\right) = \\ &= \frac{1}{1 + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k))} \left(\frac{\gamma_j(k)}{\gamma_j(k-1)}\right)^{h+1} \times \\ &\times \det P_j(k-1). \end{aligned}$$

Поскольку из (13) следует

$$\left(\frac{\gamma_j(k)}{\gamma_j(k-1)}\right)^{h+1} \leq 1,$$

то условием уменьшения объемов последовательности эллипсоидов является

$$\delta_j(k)\varphi^T(x(k))D_j(k-1)\varphi(x(k)) \geq 0,$$

что с учетом (14) выполняется автоматически.

В ряде случаев более удобным может оказаться в алгоритме (10) вместо матрицы $D_j(k)$ использовать $P_j(k)$, имеющую достаточно ясный геометрический смысл. Тогда, объединяя (10) и (11), и, выражая $w_j(k)$ через $P_j(k-1)$, можно записать окончательную форму рекуррентного алгоритма обучения радиально-базисных ИНС, основанного на приближительных множестве, в виде

$$\left\{ \begin{aligned} w_j(k) &= w_j(k-1) + \\ &+ \frac{\delta_j(k)e_j(k)P_j(k-1)\varphi(x(k))}{\gamma_j(k-1) + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))}, \\ P_j(k) &= \frac{\gamma_j(k)}{\gamma_j(k-1)}(P_j(k-1) - \delta_j(k) \times \\ &\times \frac{P_j(k-1)\varphi(x(k))\varphi^T(x(k))P_j(k-1)}{\gamma_j(k-1) + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))}), \\ \gamma_j(k) &= \gamma_j(k-1) + \delta_j(k)r^2(k) - \\ &- \frac{\gamma_j(k-1)\delta_j(k)e_j^2(k)}{\gamma_j(k-1) + \delta_j(k)\varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))}, \\ 0 < \delta_j(k) &\leq \gamma_j(k-1) \frac{e_j^2(k)r^{-2}(k) - 1}{\varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))}, \end{aligned} \right.$$

В качестве одного из возможных способов выбора текущего значения параметра $\delta_j(k)$ можно предложить рекуррентную процедуру экспоненциального затухания с учетом ограничений (14), которая определяется выражением

$$\left\{ \begin{aligned} \delta_j(k) &= \min \left\{ \tilde{\delta}(k), \gamma_j(k-1) \frac{e_j^2(k)r^{-2}(k) - 1}{\varphi^T(x(k))P_j(k-1)\varphi(x(k))} \right\}, \\ \tilde{\delta}_j(k) &= \left(1 - \frac{1}{\tau}\right) (\tilde{\delta}_j(k-1) - \tilde{\delta}_{\text{inf}}) + \tilde{\delta}_{\text{inf}}, \end{aligned} \right.$$

где $\tilde{\delta}_{\text{inf}} > 0$ – нижняя граница значений параметра, а $\tau > 1$ – параметр, определяющий скорость затухания $\delta_j(k)$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный алгоритм достаточно прост в вычислительном отношении, обеспечивает сходимость настраиваемых весов к эллипсоидам минимального объема, содержащим оптимальные параметры, не требуя при этом решения вспомогательных задач оптимизации или поиска корней, и по мере накопления информации в процессе настройки постепенно принимает форму взвешенного рекуррентного метода наименьших квадратов столь популярного в задачах обучения искусственных нейронных сетей.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Moody J., Darken C. J. Fast learning in networks of locally-tuned processing units // *Neural Computing*. – 1989. – 1. – P. 281–299.
2. Howlett R. J., Jain L. C. (eds.) *Radial Basis Functions Networks. Recent Developments in Theory and Applications*. – Berlin: Springer, 2001. – 318 p.

3. Howlett R. J., Jain L. C. (eds.) *Radial Basis Function Networks. New Advances in Design*. – Berlin: Springer, 2001. – 360 p.
4. Park J., Sandberg I. W. Universal approximation using radial-basis-function networks // *Neural Computation*. – 1991. – 3. – P. 246–257.
5. Parzen E. On the estimation of a probability density function and the mode // *Ann. Math. Statist.* – 1962. – 38. – P. 1065–1076.
6. Chen S., Billings S. A., Cowan C. F. N., Grant P. M. Non-linear system identification using radial basis functions // *Int. J. Syst. Sci.* – 1990. – 21. – № 12. – P. 2513–2539.
7. Chen S., Cowan C. F. N., Grant P. M. Orthogonal least squares learning algorithm for radial basis function networks // *IEEE Trans. on Neural Networks*. – 1991. – 2. – № 2– P. 302–308.
8. Chen S., Billings S. A., Grant P. M. Recursive hybrid algorithm for nonlinear system identification using radial basis functions networks // *Int. J. Control*. – 1992. – 55. – № 5. – P. 1051–1070.
9. Shah S., Palmieri F., Datum M. Optimal filtering algorithm for fast learning in feedforward neural networks // *Neural Networks*. – 1992. – 55. – P. 779–787.
10. Kasparian V., Batur C., Zhang H., Padovan J. Davidson least squares-based learning algorithm for feedforward neural networks // *Neural Networks*. – 1994. – 7. – № 12. – P. 661–670.
11. Sherstinsky A., Picard R. W. On the efficiency of the orthogonal least squares training method for radial basis function networks // *IEEE Trans. on Neural Networks*. – 1996. – 7. – № 11. – P. 195–200.
12. Fung C. F., Billings S. A., Luo W. On-line supervised adaptive training using radial basis function networks // *Neural Networks*. – 1996. – 9. – № 12. – P. 1597–1617.
13. Nelles O. *Nonlinear System Identification*. – Berlin: Springer, 2001. – 785 p.
14. Abe S. *Neural Networks and Fuzzy Systems*. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 1997. – 258 p.
15. Haykin S. *Neural Networks. A Comprehensive Foundation*. – Upper Saddle River, N. Y.: Prentice Hall, Inc., 1999. – 842 p.
16. Da Ruan (ed.) *Intelligent Hybrid Systems: Fuzzy Logic, Neural Networks, and Genetic Algorithms*. – Boston: Kluwer Academic Publishers, 1997. – 354 p.
17. Schweppe F. C. *Uncertain Dynamic Systems*. – Englewood Cliffs, N. Y.: Prentice Hall, 1973. – 563 p.
18. Norton J. P. *An Introduction to Identification*. – London: Academic Press Inc., 1986. – 310 p.
19. Pawlak Z. Rough sets present state and further prospects // *Proc. Int. Workshop on Rough Sets and Soft Computing*. – San Jose, California, 1994. – P. 72–76.
20. Yasdi R. Combining rough sets learning and neural learning method to deal with uncertain and imprecise information // *Neurocomputing*. – 1995. – 7. – P. 61–84.
21. Fogel E., Huang Y. F. On the value of information in system identification – bounded noise case // *Automatica*. – 1982. – 18. – № 12. – P. 229–238.
22. Арчакова А. В., Бодянский Е. В., Сухарев С. А. Об одном алгоритме рекуррентного оценивания с использованием метода эллипсоидов // *Радиоэлектроника и информатика*. – 1997. – № 12. – P. 77–79.
23. Halwass M. «Least-Squares»-Modificationen in Gegenwart begrenzter Störungen // *MSR*. – 1990. – 33. – № 8. – P. 351–355.
24. Häggglund J. Recursive identification of slowly time-varying parameters // *Proc. IFAC/IFORS Symp. on Identification and System Parameters Estimation*. – York, UK, 1985. – P. 1137–1142.

Надійшла 24.03.05

У статті запропоновано алгоритм навчання радіально-базисних нейронних мереж, заснований на приблизних множинах. Алгоритм призначений для вирішення задач розпізнавання образів та класифікації за допомогою радіально-базисних нейронних мереж.

A recursive learning algorithm based on the rough sets approach to parameter estimation for radial basis function neural networks is proposed. The algorithm is intended for the pattern recognition and classification problems. It can also be applied to control, identification, and emulation.

В. И. Дубровин

МОДУЛЬ ДИАГНОСТИКИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ

Приведена структура модуля диагностики, в качестве базовой модели в котором выбраны нейронные сети с латеральным торможением – карты признаков самоорганизации Кохонена.

В последнее время отечественная промышленность понимает необходимость внедрения систем качества, соответствующих стандартам ISO 9000. Однако эти стандарты являются завершающим этапом развития, и, чтобы построить такие современные системы качества, необходимо пройти определенные этапы, а именно, избавиться от такого серьезного недостатка, как высокий уровень дефектности. Эффективным средством против данного недостатка является диагностика процессов и изделий [1].

В большинстве диагностических программ используются статистические методы [2–7], которые требуют, чтобы объем обучающей выборки был достаточно велик. Если же размер обучающей выборки мал (в случаях, когда из-за уникальности или дороговизны изделий и сложности испытаний невозможно или нежелательно проводить большое количество экспериментов), статистические и эвристические алгоритмы, как правило, не позволяют решать задачу классификации с достаточной достоверностью. Кроме того, эти системы не обладают самоорганизацией и не способны помочь пользователю в планировании эксперимента.

Данный программный комплекс осуществляет диагностику на основе нейронных сетей (НС). Одним из важнейших свойств НС является способность к аппроксимации многомерных функций, что позволяет использовать их для моделирования сложных процессов и объектов. Не менее важное свойство НС – обучаемость дает возможность строить на их основе адаптивные системы. Благодаря этому НС могут применяться в задачах классификации.

В качестве базовой модели НС в программном комплексе выбрана НС с латеральным торможением – Карта признаков самоорганизации Кохонена (Self-Organizing Map – SOM), применение которой для решения задачи классификации в условиях малого размера обучающей выборки весьма перспективно [8].

SOM является нейронной сетью с латеральным торможением [9] и относится к классификаторам, для обучения которых используются выборки образов с заранее заданной классификацией.

При обучении НС предъявляются входные векторы без указания желаемых выходов и корректируются ве-

са согласно алгоритму, предложенному Тейво Кохоненом [10].

Если число входных векторов в обучающем множестве велико по отношению к выбранному числу кластеров, то после обучения веса сети будут определять центры кластеров, распределенные в пространстве входов таким образом, что функция плотности этих центров будет аппроксимировать функцию плотности вероятности входных векторов. Кроме того, веса будут организованы таким образом, что топологически близкие узлы будут соответствовать физически близким (в смысле евклидова расстояния) входным векторам.

SOM способны классифицировать экземпляры по степени близости их признаков. Это позволяет применять их для выделения центров сосредоточения экземпляров, что может быть использовано при планировании обучающего эксперимента, в случае, когда большое количество опытов ставить затруднительно, например, по причине дороговизны или уникальности изделий. Планирование обучающего эксперимента в этом случае производится следующим образом: на основании значений признаков всех экземпляров обучающей выборки производится формирование SOM, а затем для экземпляров, которые наиболее близки к сформированным векторным центрам SOM, проводятся эксперименты по определению фактических классов [8].

Важно отметить, что при классификации с помощью SOM, номер узла, к которому отнесен экземпляр, и фактический номер его класса в общем случае не совпадают – разделяя экземпляры, SOM производит субъективную классификацию, не имеющую того реального физического смысла, которым мы наделяем классы.

Результаты классификации SOM могут быть надлены фактическим смыслом путем постановки в соответствие номеру каждого узла SOM номера того фактического класса, к которому относится большая часть экземпляров обучающей выборки, отнесенных SOM к данному узлу [8]. Для этого может быть использовано ассоциативное запоминающее устройство (АЗУ). Постановка соответствия производится путем записи пары (кортежа) <номер узла SOM, номер класса> в АЗУ. В качестве АЗУ может быть использован как блок линейной или динамической памяти, обслуживаемый соответствующей процедурой, так и нейросетевая ассоциативная память [9]:

а) для системы с двумя классами – однослойный дискретный перцептрон [9, 11];

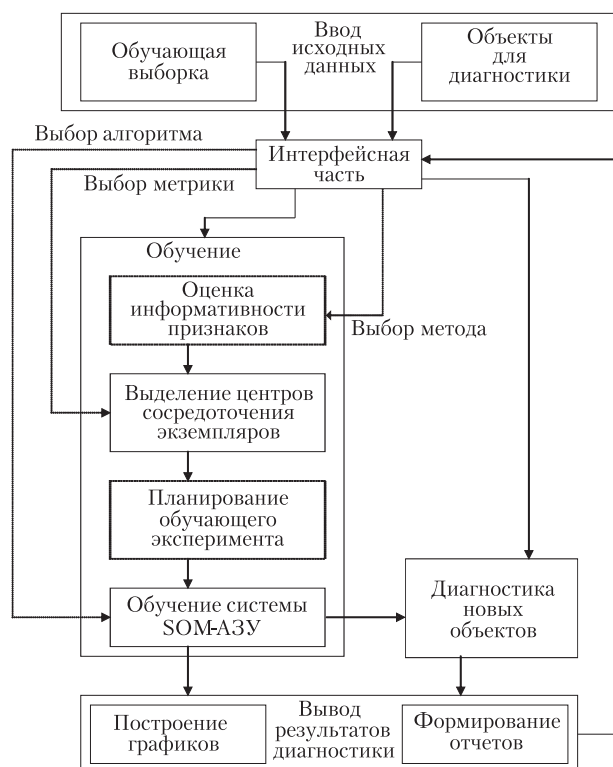


Рисунок 1 – Схема программного комплекса

б) для системы с большим числом классов – многослойная нейронная сеть или комбинация ассоциативной памяти на основе НС Хопфилда [9, 11] с нейросетевым селектором максимума.

Блок SOM-A3У может быть рекомендован для использования в системах классификации в случае, когда:

а) реальный принцип деления экземпляров на классы совпадает или близок к методу классификации SOM;

б) размер обучающей выборки, т. е. совокупности значений признаков экземпляров и сопоставленных им номеров классов, недостаточен для классификации другими методами (статистическими, нейросетевыми), а экземпляры одного и того же класса имеют близкие значения признаков, т. е. классы хорошо разделяются и имеют центры, вокруг которых достаточно плотно сосредоточены экземпляры, относящиеся к данному классу.

Комбинация НС SOM и нейросетевого АЗУ является ядром данного программного комплекса. В основу обучения и работы системы SOM-A3У положены алгоритмы:

1. Формирования SOM.
2. SOM-классификации.
3. Подбора метрики SOM.
4. Оценки информативности признаков.
5. Обучения нейросетевого АЗУ на основе однослойного перцептрона.

6. Обучения неросетевого АЗУ на основе НС Хопфилда:

- проекционный (псевдоинверсный) алгоритм обучения;
- итерационный проекционный (псевдоинверсный) алгоритм обучения;
- алгоритм обучения нейросетевого селектора максимума.

7. Алгоритм обучения системы SOM-A3У.

8. Алгоритм классификации SOM-A3У.

В процессе формирования SOM для разделения экземпляров по кластерам в качестве меры близости используется метрика Минковского:

$$d_j = \left(\sum_{i=1}^N |x_i^s(t) - w_{ji}(t)|^\lambda \right)^{1/\lambda}, \quad \lambda \in R,$$

где N – количество признаков, x_i^s – значение i -го признака s -го экземпляра, w_{ji} – i -я компонента векторного центра $w_j = \{w_{j1}, w_{j2}, \dots, w_{jN}\}^T$, λ – показатель степени, d_j – расстояние между j -м узлом SOM и вектором признаков s -го экземпляра.

Изменяя λ , можно получить неограниченное число других метрик. Однако на практике следует ограничиваться легко вычислимыми метриками, топологически близкими к фактическому разделению классов. Очевидно, чем ближе выбранная метрика к реальной закономерности разделения на классы, тем точнее и с меньшими потерями будет производиться классификация. Для систем диагностики возникает задача автоматического выбора наилучшей метрики из множества заданных для каждого конкретного набора классов изделий. Эта задача решается в данном программном комплексе с помощью специально разработанного алгоритма итеративного подбора метрики [8].

Выше рассмотренные метрики, как правило, предполагают, что все признаки, по которым производится классификация, являются одинаково значимыми. Однако на практике признаки разделяются на значимые и незначимые.

В отношении некоторых признаков, может быть заранее известно или предполагаться, что они являются наиболее или наименее значимыми, но степень такой значимости точно неизвестна и не позволяет производить классификацию только на основе данного признака или исключить данный признак в случае его малозначимости. Если использовать такую априорную информацию при обучении НС, то, очевидно, классификация изделий будет производиться с меньшим числом ошибок.

Алгоритмы оценки информативности признаков [8] позволяют решать эту задачу с помощью данного программного комплекса.

Программный комплекс реализован на языке Object Pascal Интегрированной среды разработчика Inprise (Borland) Delphi 5.0 и функционирует под управлением операционных систем Windows 95/98, а также Windows NT 4.0.

Для проверки работоспособности и оценки применимости программного комплекса проводились эксперименты по решению задач распознавания (классификации) объектов, диагностики и прогнозирования состояния сложных технических процессов и объектов. Эксперименты показали, что программный комплекс успешно справляется с данными задачами, затрачивая на их решение сравнительно небольшое количество времени.

Результаты экспериментов позволяют рекомендовать разработанный программный комплекс для решения прикладных задач технической диагностики.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дубровин В. И. Идентификация и оптимизация сложных технических процессов и объектов. – Запорожье: ЗГТУ, 1997. – 92 с.
2. Дубровин В. И., Луценко Д. В., Степаненко А. А. Диагностический программный комплекс. Информационный листок № 01–99. – РГАСНТИ 50.41.25, Запорожский ЦНТЭИ, 1999.
3. Дубровин В., Степаненко О., Луценко Д. Диагностика процессов та керування якістю // Досвід розробки і застосування САПР в мікроелектроніці / Матеріали

- п'ятої міжнародної науково-технічної конференції CADSM'99. – Львів, Державний університет «Львівська політехніка», 1999, С. 22–24.
4. Внуков Ю. Н., Дубровин В. И. Методики прогнозирования с использованием теории статистических оценок и статистической классификации // Высокие технологии в машиностроении / Материалы VI международного научно-технического семинара. – Харьков: ХГПУ, 1996, С. 26–27
 5. Внуков Ю. Н., Дубровин В. И. Алгоритм классификации с использованием дискриминантных функций // Высокие технологии в машиностроении / Сборник научных трудов ХГПУ. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 64–66.
 6. Дубровин В. И., Корецкий Н. Х. Об одном подходе к прогнозированию надежности изделия // Электронное моделирование, 1986, т. 8, № 6, ноябрь–декабрь, С. 97–98.
 7. Дубровин В. И. Эвристические алгоритмы классификации // Машиностроитель, 1998, № 7, С. 6–9.
 8. Дубровин В. И., Субботин С. А. Построение адаптивных систем диагностики на основе нейронных сетей с латеральным торможением // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління, 1999. № 2. С. 110–114
 9. Нейрокомпьютеры и интеллектуальные роботы / Под ред. Амосова Н. М. – Киев: Наукова думка, 1991. – 272 с.
 10. Kohonen T. Self-organization and associative memory. – Berlin: Springer, 1984. – 255 p.
 11. Neural Network Toolbox User Guide / Beale M., Demuth H. – Natick: Mathworks, 1997. – 700 p.

Надійшла 30.08.04

Приведено структуру модуля діагностики, як базову модель у якій обрано нейронні мережі з латеральним гальмуванням – карти ознак самоорганізації Кохонена.

The diagnostics module structure is considered. The Kohonen Self-organizing map – neural network with a lateral inhibition – is proposed as a base model of diagnostics module.

УДК 681.5

С. А. Качур

МОДЕЛЬ НЕЙРОННОГО МОДУЛЯ КАК ЭЛЕМЕНТА СТОХАСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА ОСНОВЕ СЕТЕЙ ПЕТРИ

Предложена модель нейронного модуля в рамках модели стохастической системы на базе сетей Петри. Данная модель созвучна концепции модульной организации сознания.

ВВЕДЕНИЕ

В 60-х годах прошлого века американский физиолог Вернон Б. Маункасл выдвинул концепцию модульной организации сознания [1]. Одним из положений его концепции является определение в качестве единицы обработки информации модуля или модулярной колонки, объединяющей несколько сходных в своей основе вертикальных ансамблей. Вертикальный ансамбль включает примерно 100 вертикально связанных нейронов всех слоев коры головного мозга. Хотя плот-

ность клеток в слоях разных частей коры несколько различна, общая структура и функции таких модулярных колонок однотипны. Эти колонки различаются лишь по источнику получения входных сигналов и приемнику выходных сигналов. Модули функционируют совместно в составе обширных петель передачи информации.

Современные нейронные сети моделируют скорее, например, глаз, чем мозг [2]. Проблема сохранения целостности сознания (с точки зрения моделирования – процесс сознания) при исследовании мозга (функций мозга) в настоящее время полностью не решена. Для решения этой проблемы предлагается использовать тематический аппарат сетей Петри (СП).

Модульная организация нейронных сетей может быть описана как вероятностное соединение стохастических систем (модулей) на основе СП [3]. В такой сетевой модели переходы являются составными, т. к. каждому из них сопоставлена модель нейронного модуля переменного объема, которая представляет собой СП. Под объемом модуля будем понимать число нейронов, образующих модуль.

Такой подход к описанию нейронной сети позволяет: а) увеличить моделирующую способность нейронной сети за счет увеличения ее размерности при модульной организации; б) совместить гибкость А-сетей (ансамблевых нейронных сетей) с простотой и наглядностью М-сетей (активных семантических сетей) [4] за счет применения математического аппарата СП; в) упростить процесс обучения-самообучения за счет универсальности адаптивных алгоритмов оптимизации параметров и структуры сети. Хотя предлагаемая модель, как и все существующие нейросетевые модели [4, 5], имеет в качестве биологического прототипа человеческий мозг, она в основном опирается на формализм СП и возможности адаптивного управления, интерпретируя мозг как адаптивную оптимальную систему автоматического управления (АОСАУ).

АНАЛОГИИ С БИОЛОГИЧЕСКИМИ И ФИЗИЧЕСКИМИ СИСТЕМАМИ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ РАЗРАБОТКЕ МОДЕЛИ НЕЙРОННОГО МОДУЛЯ

Переход СП, которому сопоставлен нейронный модуль, с входными и выходной позициями приведены на рисунке 1. На вход нейронного модуля поступают следующие сигналы: а) $z_i (i = \overline{1, m})$ – сигналы от измерительной системы (датчиков); б) G_0, G – центрированный белый гауссовский шум заданной интенсивности для задания случайного параметра (объема нейронного модуля) и случайного внешнего воздействия (например, воздействие кровеносной системы на кору головного мозга) соответственно; $y_j (j = \overline{1, n})$ – сигналы с выходов других нейронных модулей. Входные и выходные сигналы могут быть как отрицательные, так и положительные. При срабатывании перехода T_M в его выходной позиции появляется сигнал $X_{\text{вых}}$.

Будем рассматривать нейронный модуль как сверхпроводник с переменным временем активизации $T_a(X, V_0)$ – временем наступления явления сверхпроводимости, зависящим от относительного суммарного входного воздействия X и объема нейронного модуля V_0 . Относительное суммарное входное воздействие определяется по формуле

$$X = \left(\sum_{i=1}^m z_i + \sum_{j=1}^n y_j \right) / X_{\text{пр}}^{\text{вх}}, \quad (1)$$

где $X_{\text{пр}}^{\text{вх}}$ – пороговое значение входного сигнала, при котором нейронный модуль может быть активизирован.

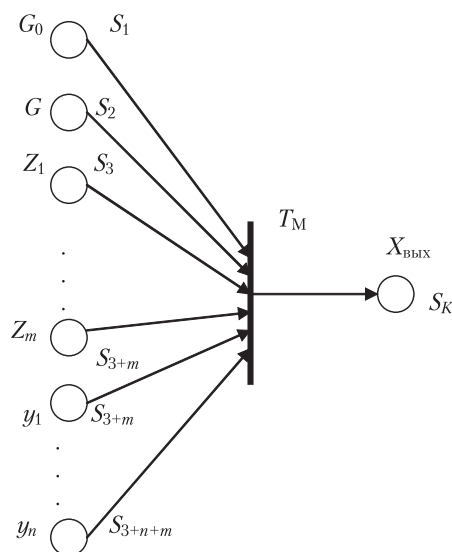


Рисунок 1 – Составной переход СП в модели нейронной сети

Время активизации T_a вычисляется по формуле

$$T_a(X, V_0) = \begin{cases} T_0 \frac{V_0}{X} e^{-\frac{V}{X}}, & \text{если } X \geq 1; \\ \infty, & \text{если } X < 1, \end{cases} \quad (2)$$

где X – относительное суммарное воздействие; V_0 – объем модуля; T_0 – период функционирования нейронного модуля, определяемый по формуле

$$T_0 = T_H(1 + \ln(V_0)), \quad (3)$$

где T_H – период функционирования нейрона.

Время активизации одного нейрона соответственно

$$T_a = T_H e^{-1}. \quad (4)$$

Быстродействие коры головного мозга значительно превышает суммарное быстродействие нейронов, образующих ее. Энергия, т. е. входные воздействия, при этом незначительны. Таким образом, можно сделать следующие выводы: а) рост быстродействия связан не с увеличением поступающей энергии, а с ростом объемов модулей, внутри которых нейроны тесно взаимосвязаны; б) активизация модуля нейрона производится малыми входными воздействиями.

До момента времени T_a от появления входного воздействия, поданного на пассивный модуль, количество активных нейронов модуля описывается формулой

$$V_a^{(1)}(t) = V_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}} \right) (0 \leq t \leq T_a). \quad (5)$$

Явление сверхпроводимости наступает в момент времени $t = T_a$, т. е. при активизации примерно двух третей объема модуля:

$$V_a^{(1)}(T_a) = V_0(1 - e^{-1}). \quad (6)$$

От момента T_a до момента покоя T_{II} количество активных нейронов постоянно и является максимальным:

$$V_a^{(2)}(t) = V_0(T_a \leq t \leq T_{II}, T_{II} = T_0 - T_a). \quad (7)$$

За периодом активности следует фаза покоя. Количество активных нейронов в этот интервал времени вычисляется по формуле

$$V_a^{(3)}(t) = V_0 \left(1 - e^{-\frac{T_0 - t}{T_a}} \right), T_{II} \leq t \leq T_0. \quad (8)$$

Следовательно, имеем три фазы функционирования нейронного модуля:

- 1) фаза РА роста активизации длительностью $T_{РА} = T_a$;
- 2) фаза ПА полной активности длительностью $T_{ПА} = T_0 - 2T_a$;
- 3) фаза ПП покоя длительностью $T_{ПП} = T_a$.

При малых воздействиях фаза активности нейронного модуля максимальна и стремится к T_0 .

Общая формула подсчета числа активных нейронов модуля:

$$V_a(t) = V_a^{(1)}(t) \cdot C_1(t) + V_a^{(2)}(t) \cdot C_2(t) + V_a^{(3)}(t) \cdot C_3(t), \quad (9)$$

где C_1, C_2, C_3 – вспомогательные сигналы фаз РА, ПА, ПП, приведенные на рисунке 2.

Если на вход нейронного модуля подается сигнал $X < 1$, то модуль не активизируется. Помимо входного порога $X_{пр}^{вх}$ для нейронного модуля введем выходной порог $X_{пр}^{вых}$. Если значение $X_{вых}$ превышает пороговое значение $X_{пр}^{вых}$, то выходной сигнал принимает отрицательное значение (т. е. становится равным $(-X_{вых})$). Такой механизм формирования вектора выходных сигналов, сопоставленного позиции S_K (рисунок 1), можно ассоциировать с медиаторной системой. Высказывается предположение, что нейромедиаторы и гормоны влияют на процесс запоминания [1]. Назовем медиаторной памятью хранилище выходных пороговых значений для всех модулей. Первоначально значения

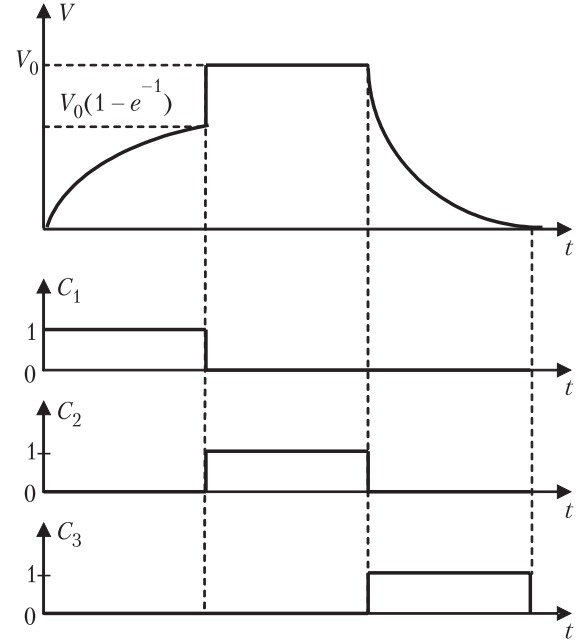


Рисунок 2 – График изменения числа V_0 активных нейронов модуля во времени и вспомогательных сигналов фаз РА (C_1), ПА (C_2) и ПП (C_3)

$X_{пр}^{вых}$ заданы и равны: абсолютные – $X_{пр}^{вх}$, относительные – 1. В процессе функционирования системы в связи с изменением объема модуля меняется его выходной порог. Существенное изменение объема модуля может происходить при наличии сильного внешнего воздействия, которое может быть «поощрением» или «наказанием» за принятое решение. Принятие решения связано с архивной памятью системы и работой блока принятия текущего решения.

Определение выходного сигнала нейронного модуля связано с рассмотрением метаболической активности клетки и модуля в целом, т. е. с выработкой активной энергии модулем. Нейрон способен регулировать внутриклеточные процессы, т. е. общую выработку энергии [1]. В предлагаемой модели нейронного модуля регулирование активной энергии выполняется за счет входных воздействий и изменения объема.

Внутреннюю энергию $E_{вн}$ нейронного модуля при полной его активности в некотором приближении опишем формулой

$$E_{вн}(t) = \frac{V_0 m_0 c^2}{2} + \int_{T_a}^{T_{II}} N(t) dt - F \int_{T_a}^{T_{II}} E_{вн}(t) k(t) dt, \quad (10)$$

где V_0 – объем нейронного модуля; m_0 – масса нейрона; c – скорость света; $N(t)$ – внешнее воздействие, которое является источником энергии (аналог – кровь

сосудов головного мозга); F – константа, задаюча максимальну частку внутрішньої енергії, яку можна активізувати ($F = e^{-1}$); $k(t)$ – функція, визначаюча густоту розподілу активної енергії на інтервалі часу $[T_a; T_n]$; T_a – час активізації; T_n – час спокою.

Формулу (10) можна записати в наступному вигляді:

$$E_{\text{вн}}(t) = E_{\text{п}} + E_{\text{ИП}}(t) - E_{\text{а}}(t), \quad (11)$$

де $E_{\text{п}}$ – потенціальна енергія клітки; $E_{\text{ИП}}$ – зовнішня енергія, йдуча від джерела живлення; $E_{\text{а}}$ – активна енергія.

Зовнішнє джерело живлення пов'язане з медіаторною системою, т. є. для розглядаваної моделі – з медіаторною пам'яттю, і описується наступним чином:

$$\dot{N}(t) = G(t), \quad N(0) = sX_{\text{пр}}^{\text{вн}}, \quad (12)$$

$$s = \begin{cases} 1, & \text{якщо зовнішнє впливання «поощрення»;} \\ -1, & \text{якщо зовнішнє впливання «наказання»;} \\ 0, & \text{якщо зовнішнє впливання пасивно.} \end{cases} \quad (13)$$

Функція $k(t)$ для переходу T_M має вигляд

$$k(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-T_c-t_H)^2}{2\sigma^2}}, \quad (14)$$

де $T_c = \frac{T_0}{2}$, $\sigma = \frac{T_0 - 2T_a}{6}$, t_H – час активізації переходу T_M в системі.

Таким чином, функціонування нейронного модуля описується векторним диференціальним рівнянням

$$\dot{E}_{\text{вн}}(t) = N(t) - E_{\text{вн}}(t) \cdot F \cdot k(t), \quad E_{\text{вн}}(0) = \frac{V_0 m_0 c^2}{2}. \quad (15)$$

Крім того, об'єм нейронного модуля задається диференціальним рівнянням

$$\dot{V}_0(t) = G_0(t), \quad V_0^{(i)}(0) = V_c/L, \quad i = \overline{1, L}, \quad (16)$$

де V_c – загальне число нейронів в системі; L – число модулів стохастическої системи, $V_0^{(i)}$ – i -й елемент вектора V_0 .

Вихідний сигнал нейронного модуля визначається наступною формулою:

$$X_{\text{вн}} = \dot{E}_a = E_{\text{вн}}(t) \cdot F \cdot k(t). \quad (17)$$

Для моделі нейронного модуля як стохастическої підсистеми і стохастическої системи в цілому прийня-

ті наступні обмеження: 1) $V_c = \text{const}$, $T_0 = \text{const}$; 2) вхідне впливання, перевищує необхідне для активізації V_0 нейронів, блокується.

СП-МОДЕЛЬ НЕЙРОННОГО МОДУЛЯ

Сетевая модель нейронного модуля приведена на рисунку 3. Для моделювання функціонування нейронного модуля використовується системне час (позиція S_4). Переходи T_1, T_2 являються параметрическими (т. є. служать для задання параметрів), переходи T_3, T_4 являються системними (моделюють непосредственно функції нейронного модуля з заданною затримкою). При спрацьовуванні переходу T_1 виробляється рішення диференціального рівняння (12); при запуску T_2 розв'язується диференціальне рівняння (16) і по формулам (2) і (3) розраховуються параметри T_0 і T_a , а також визначається час початку роботи нейронного модуля $t_H := t_{\text{сист}}$ ($t_{\text{сист}}$ – системне час або час моделювання); при спрацьовуванні переходу T_3 розв'язується диференціальне рівняння (15) і визначається вектор вихідних сигналів по формулі (17); при запуску переходу T_4 – $t_H := \infty$, що означає завершення періоду роботи нейронного модуля. Перехід спрацьовує, якщо в його позиції існує хоча б один маркер, і виконується умова, порівняна даному переходу. На рисунку 3 для кожної позиції в квадратних дужках перераховані вихідні сигнали, формуючі при спрацьовуванні відповідних переходів.

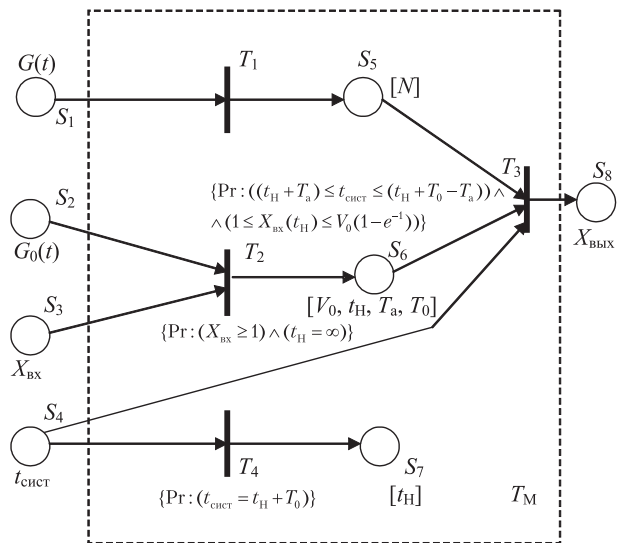


Рисунок 3 – Модель нейронного модуля, сопоставленная составному переходу T_M в сети Петри модели нейронной сети

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная модель является составной частью модели нейронной сети (стохастической системы) на базе СП, как объект управления АОСАУ нейрокомпьютера. Разработка методики описания нейрокомпьютера должна включать не только создание моделей нейронного модуля нейронной сети, но и блочной модели нейрокомпьютера, а также определение его режимов работы, основанных на адаптивных алгоритмах управления нейронными сетями. Рассмотрение нейрокомпьютера как АОСАУ является попыткой моделирования работы мозга в целом [2], а не отдельных его функций.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Блум Ф., Лейзерсон А., Хофстедтер Л. Мозг, разум и поведение. – М.: Мир, 1988. – 248 с.
2. Васильев С. Н. Расширение потенциала управления с помощью новых средств представления и обработки знаний // Проблемы управления и информатики. – 2002. – № 4. – С. 21–36.
3. Качур С. А. Модель стохастических систем и их соединений на основе сетей Петри // Проблемы управления и информатики. – 2002. – № 1. – С. 93–98.
4. Нейрокомпьютеры и интеллектуальные роботы / Под ред. Н. М. Амосова. – К.: Наук. думка, 1991. – 271 с.
5. Дорогов А. Ю. Структурный синтез модульных слабосвязанных нейронных сетей. I. Методика структурного синтеза модульных нейронных сетей // Кибернетика и системный анализ. – 2001. – № 2. – С. 34–42.

Надійшла 10.11.04
Після доробки 13.05.05

Запропонована модель нейронного модулю у мережах моделі стохастичної системи на базі мереж Петрі. Дана модель співзвучна концепції модульної організації свідомості.

Model of neural module in limits of stochastically disturbed system models on the Petri nets basis is offered. This model is consonant with modular organization conception of consciousness.

ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

ПРОГРЕССИВНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

PROGRESSIVE INFORMATION TECHNOLOGIES

УДК 004.056

Д. М. Пиза, В. И. Слепцов

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ. ВОПРОСЫ ПОДГОТОВКИ КАДРОВ

Рассматриваются проблемные вопросы подготовки специалистов по направлению 1601 «Информационная безопасность» с учетом специфики их будущей профессиональной деятельности, учебных задач, законодательства Украины и опыта работы кафедры радиотехники Запорожского национального технического университета.

ВСТУПЛЕНИЕ

Информационная безопасность, как в государственных структурах, так и в сфере предпринимательской деятельности определяется качеством подготовки специалистов по построению систем защиты конфиденциальной информации. Эффективность их усилий, направленных на защиту интересов собственников информации, во многом будет определяться умением выявлять и оценивать угрозы, определять состояние защищенности информации, обоснованно выбирать способы ее защиты от несанкционированного доступа.

Основную часть теоретических знаний с получением необходимых навыков практической деятельности студенты, обучающиеся по специальности «Системы защиты от несанкционированного доступа», приобретают в рамках дисциплин: «Основы информационной безопасности», «Физико-технические методы защиты ин-

формации», «Организационно-техническое обеспечение систем защиты информации», «Правовые основы охраны информации».

Не вызывает особых проблем определение объема лекционного материала, методологии преподавания, если речь идет о традиционных вопросах, связанных с изучением технических каналов утечки информации и методов их закрытия, программно-аппаратных способов получения несанкционированного доступа к защищаемой информации, обрабатываемой в информационно-телекоммуникационных системах, и механизмах защиты от НСД, методах правовой защиты и т. д.

Однако не является секретом то обстоятельство, что в Украине и за рубежом несанкционированный доступ к закрытой информации реализуется государственной и корпоративными разведками во многих случаях с применением методов оперативно-розыскной деятельности (ОРД). Последние, как известно, в основном основываются или на использовании специальных технических средств перехвата информации при ее неконтролируемом распространении [1], или на использовании человеческого фактора [2]. По этой причине умение организовать противодействие осуществляемым таким путем попыткам получить несан-

кционированный доступ к секретной и конфиденциальной информации является необходимым элементом профессионального багажа знаний будущих специалистов в сфере защиты информации.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Решение этого вопроса (как свидетельствует опыт, приобретенный в ходе преподавания указанных дисциплин на кафедре радиотехники Запорожского национального технического университета) видится в доступном для студентов технических специальностей изложении основных методов ОРД (в рамках открытой информации) при изучении способов реализации угроз информационной безопасности. При этом обязательны ссылки на отдельные нормы законов Украины, регулирующих оперативно-розыскную, разведывательную и контрразведывательную деятельность, защиту государственной тайны с акцентом на необходимость строгого выполнения требований этих законов субъектами информационных отношений. В соответствии с таким подходом целесообразно формировать учебные программы указанных выше дисциплин по специальности «Системы защиты от несанкционированного доступа».

Проблему оптимизации выбора объема сведений о методах ОРД, закладываемых в учебную программу по специальности 7.160103, и методики преподавания целесообразно рассмотреть в нескольких аспектах.

Выбор дисциплины. Учитывая новизну предлагаемой для изучения темы, ее необычность для студентов, которые в своем подавляющем большинстве ранее сталкивались с ней на бытовом уровне, по нашему мнению, необходимо излагать вопросы ОРД с точки зрения обеспечения информационной безопасности в рамках трех дисциплин: «Основы информационной безопасности», «Организационно-техническое обеспечение систем защиты информации» и «Правовые основы охраны информации». В этом случае имеется возможность разбить необычный для усвоения по указанным выше причинам материал на отдельные блоки, тематически связанные между собой, но отличающиеся по целям и методике изложения.

Так в рамках первой из указанных дисциплин, в частности, необходимо охарактеризовать канал утечки конфиденциальной информации, образуемый путем ее разглашения, обосновать его значимость, показать причины и мотивы, побуждающие носителей такой информации целенаправленно или неосознанно доводить ее до сведения незаконных пользователей. При этом должна быть достигнута главная цель изложения – сформировать у будущих защитников информации верное представление о роли человеческого фактора в обеспечении информационной безопасности. В этой же учебной дисциплине после рассмотрения технических

каналов утечки информации выглядит вполне логично показать способы использования этих каналов разведками с целью получения несанкционированного доступа к защищаемой информации и организационно-технические методы противодействия такому доступу.

Таким образом, включение указанных вопросов в курс «Основы информационной безопасности» дает возможность сформировать у студентов четкое представление о характере угроз информационной безопасности со стороны разведок, о способах их реализации и первоначальные сведения о мерах защиты.

Организация работ по противодействию деятельности разведок рассматривается в курсе «Организационно-техническое обеспечение систем защиты информации» с учетом человеческого и технического факторов. Думается, что специалист в области защиты информации в рамках названной специальности должен иметь хотя бы базовые знания об используемых на практике методах повышения надежности персонала, признаках, свидетельствующих о фактах НСД к защищаемой информации, методах выявления и изобличения информаторов. Конечно, мало вероятно то, что ему в будущей своей деятельности придется участвовать в планировании или проведении контрразведывательных операций. Однако он обязан иметь ясное представление обо всех элементах комплексной системы защиты информации от НСД, роли каждого из них и характере взаимодействия таких элементов.

В связи с вышесказанным очевидна важность правовой подготовки студентов в области законодательного регулирования информационных отношений. Необходимой частью такой подготовки является изучение правовых основ оперативно-розыскной деятельности [3] и режима охраны государственной тайны [4]. Изучение этих вопросов в курсе «Правовые основы охраны информации» способствует получению необходимых представлений о правах и обязанностях спецслужб при осуществлении скрытого доступа к интересующей их информации, принципах оперативно-розыскной деятельности, гарантиях законности во время осуществления такой деятельности, правовом режиме охраны сведений, составляющих государственную тайну (в том числе сведений об оперативно-розыскной деятельности спецслужб). При этом акцент при изучении названных тем должен делаться на недопустимости с точки зрения требований законодательства Украины использования методов и средств ОРД не уполномоченными на то структурами.

Такой системный подход даст возможность будущим специалистам уже на первоначальной стадии практической работы на объектах информационной деятельности (независимо от ее неизбежной специализации и характера обрабатываемой информации) избежать «узкого» подхода к решению практических задач по защите информации, правильно сочетать

организационные, технические, психологические и правовые методы защиты.

Концептуальные вопросы. Весьма важным представляется вопрос о концептуальных целях изучения способов и методов защиты от несанкционированного доступа к информации, основанных на приемах, используемых в процессе оперативно-розыскной деятельности.

Проблема, по-нашему мнению, заключается в том, что, готовя специалистов в области информационной безопасности, невозможно с достаточной степенью определенности представить характер их будущей деятельности, поскольку весьма широк диапазон ведомств, структур, организаций, в которых их знания могут найти практическое применение. Соответственно будет меняться объем знаний и профессиональных навыков, которые от них потребуются. Но наиболее важным представляется то обстоятельство, что, обеспечивая защиту предпринимательских секретов вполне возможен вариант, когда придется столкнуться с деятельностью, как разведок конкурентов, так и оперативных подразделений государственных правоохранительных органов. Если в первом случае знание методов ОРД может только облегчить решение задачи по организации противодействия и эта деятельность не вступает в противоречие с государственными интересами, то во втором такое противодействие означает блокирование усилий государства по изобличению лиц, занимающихся преступной деятельностью. Причем, в силу скрытности проведения правоохранительными органами и конкурентной разведкой оперативных мероприятий, направленных на негласное получение сведений в отношении лиц, готовящих или совершающих преступления, или на получение доступа к коммерческим секретам, инициатор проведения разведывательных мероприятий скорее всего будет неизвестен.

В силу этого возникает достаточно сложная ситуация, при которой сотрудник службы безопасности или защиты информации, защищая интересы работодателя, может, ведая или не ведая о том, использовать свои знания об ОРД для нейтрализации оперативной или оперативно-технической деятельности соответствующих подразделений МВД, СБУ и других ведомств, которым такая деятельность разрешена в соответствии с действующим законодательством Украины. Остается не урегулированной в правовом отношении ситуация, когда из-за недостаточной скрытности действий этих подразделений о проведении таких мероприятий становится известно названному сотруднику коммерческого предприятия или банка. Если лица, привлекаемые оперативными подразделениями для негласного сотрудничества, обязаны согласно ст. 11 Закона Украины «Об оперативно-розыскной деятельности» хранить тайну, которая стала им известна, то сохранение в тайне сведений, полученных в результате

противодействия проведению оперативных и оперативно-технических мероприятий работниками предпринимательских структур в процессе выполнения своих служебных обязанностей, законодательством не предусматривается. Поскольку «проколы» (хотя и редкие) в деятельности спецслужб неизбежны, защитник информации с достаточной степенью вероятности может выявить отдельные элементы этой деятельности и будет вынужден в силу контрактных обязательств информировать об этом свое руководство. Негласность проведения оперативных или оперативно-розыскных мероприятий, естественно, при этом априори не обеспечивается.

Характер противодействия попыткам спецслужб получить необходимую для изобличения преступников информацию будет определяться выбранным ими способами несанкционированного доступа к закрытым сведениям – от проникновения на объекты информационной деятельности до снятия информации с каналов связи. Таким образом, необходимость подготовки специалистов, обладающих достаточными знаниями и навыками для организации противодействия технической и агентурной разведкам, неопределенность в их будущем статусе, правовая неурегулированность отдельных вопросов оперативно-розыскной деятельности могут привести к ситуации, когда выпускник государственного вуза окажется перед необходимостью выбора: чьи интересы ему необходимо защищать – интересы государства или интересы работодателя в лице владельцев предприятия. Трудность такого выбора очевидна.

ВЫВОДЫ

Востребованность специалистов в области защиты информации определяется уровнем их подготовки, позволяющей решать (в числе прочих) практические задачи по нейтрализации усилий технической и агентурной разведок. Достаточный уровень подготовки может быть достигнут только с учетом необходимости усвоения базовых знаний в области правового регулирования оперативно-розыскной деятельности, методов и средств, используемых разведками для получения несанкционированного доступа к конфиденциальной информации, способов организационно-технического противодействия таким попыткам.

Изучение этих вопросов желательно в рамках нескольких дисциплин с учетом специфики этих тем и целей изучения.

В процессе учебного процесса важно сформировать у будущих специалистов в области защиты информации от несанкционированного доступа навыки решения возникающих проблем с учетом безусловного выполнения требований правовых норм, регулирующих информационные отношения, при безусловном приоритете государственных интересов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Максимов Ю. Н., Сонников В. Г., Петров В. Г. и др. Технические методы и способы защиты информации. – СПб: Полигон, 2000.
2. Ронин Р. Своя разведка: Способы вербовки агентуры, методы проникновения в психику, форсированное воздействие на личность, технические средства скрытого наблюдения и съема информации: Практическое пособие. – ОСР Палек, 1998.
3. Про оперативно-розшукову діяльність: Закон України № 2135-ХІІ від 18.02.1992 р. // Відомості Верховної Ради. – 1992. – № 22. – С. 303.
4. Про державну таємницю: Закон України № 3855-ХІІ від 21.01.1994 р. // Відомості Верховної Ради. – 1994. – № 16. – С. 93.

Надійшла 24.02.05

Розглядаються проблемні питання підготовки спеціалістів (фахівців) з напрямку 1601 «Інформаційна безпека» з врахуванням специфіки їх майбутньої професійної діяльності, навчальних задач, чинного законодавства України та досвіду роботи кафедри радіотехніки Запорізького національного технічного університету.

Problems of specialists' training in speciality 1601 «Information security» are considered. This paper takes into account particularities of specialists' future professional activity, training tasks, Ukrainian laws and experience of radiotechnics department of Zaporozhye national technical university.

ТЕОРІЯ І МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

THEORY AND METHODS OF AUTOMATIC CONTROL

УДК 517.92

В. Г. Козырев

РЕДУЦИРОВАННЫЙ ОПТИМАЛЬНЫЙ РЕГУЛЯТОР ВЫХОДА СИНГУЛЯРНО ВОЗМУЩЕННЫХ СИСТЕМ

Построено асимптотическое приближение оптимального терминального регулятора выхода сингулярно возмущенных систем, равномерное вне малой окрестности конца области управления. Приближение строится на основе решения редуцированной линейно-квадратичной задачи оптимального управления и дает экономное представление закона управления.

ВВЕДЕНИЕ

Построение равномерного асимптотического приближения оптимального регулятора систем с сингулярными возмущениями требует решения полной асимптотической задачи оптимального управления. Эта задача включает в себя получение как регулярных, так и погранслойных составляющих закона управления [1, 2]. Существенное упрощение достигается, если ограничиться построением лишь регулярной части этого приближения, отбросив погранслойную часть. В простейшем случае нулевого приближения это соответствует решению вырожденной задачи – задачи с нулевым значением малого параметра. Часть уравнений регулятора при этом из дифференциальных становятся алгебраическими, порядок системы уравнений понижается, т. е. задача редуцируется. Подобный редуци-

рованный регулятор имеет более простую форму и алгоритм функционирования. Хотя он и не дает равномерной асимптотики процесса на всем промежутке управления (отклонение имеет место в малой окрестности конца промежутка), он обеспечивает зачастую удовлетворительное качество управления. В первую очередь, это относится к инерционным объектам. Такие объекты практически не реагируют на изменение управления на малом отрезке времени. Поэтому для них редуцированный регулятор близок к полному по точности, а его упрощенность экономит ресурсы бортового компьютера, в памяти которого запоминаются только «медленные» (регулярные) коэффициенты контуров управления.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматривается сингулярно возмущенная задача оптимального управления для линейной системы

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dt} &= A_1(t)y + A_2(t)z + B_1(t)u, \quad y|_{t=0} = y^0, \\ \lambda \cdot \frac{dz}{dt} &= A_3(t)y + A_4(t)z + B_2(t)u, \quad z|_{t=0} = z^0 \end{aligned} \quad (1)$$

с квадратичным функционалом качества

$$I[u(t)] = \frac{1}{2}x'(T)\Phi x(t) + \frac{1}{2}\int_0^T [x'(t)Q(t)x(t) + u'(t)R(t)u(t)]dt. \quad (2)$$

Уравнения (1) заданы на фиксированном отрезке времени $0 \leq t \leq T$; $y \in E^n$, $z \in E^m$, $x = \text{col}[y, z] \in E^{n+m}$ – вектор состояния; $u \in E^r$ – вектор управления; $\lambda > 0$ – малый сингулярно возмущающий параметр; штрих обозначает транспонирование.

Как и в [1], предположим, что:

I. Матрицы $A_i(t)$ ($i = \overline{1, 4}$) и $B_j(t)$ ($j = 1, 2$) непрерывны на отрезке $[0, T]$;

II. Φ – постоянная неотрицательно определенная матрица, для которой используется представление $\Phi = H'FH$, где H – постоянная матрица размера $q \times (n+m)$, $q \leq (n+m)$; F – постоянная положительно определенная матрица $q \times q$;

III. $Q(t)$ – неотрицательно, а $R(t)$ – положительно определенные и непрерывные на $[0, T]$ матрицы.

Обозначим (аргумент t в записи переменных опускаем)

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ \frac{1}{\lambda}A_3 & \frac{1}{\lambda}A_4 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ \frac{1}{\lambda}B_2 \end{bmatrix},$$

$$S = BR^{-1}B' = \begin{bmatrix} S_1 & \frac{1}{\lambda}S_2 \\ \frac{1}{\lambda}S_2' & \frac{1}{\lambda^2}S_3 \end{bmatrix},$$

$$S_1 = B_1R^{-1}B_1', \quad S_2 = B_1R^{-1}B_2', \quad S_3 = B_2R^{-1}B_2'.$$

При условиях I–III оптимальное управление $u = u(t)$ для задачи (1), (2) определяется известной формулой

$$u = -R^{-1}B'Kx, \quad (3)$$

где, согласно [3],

$$K = P + W'H'(HMH' + F^{-1})^{-1}HW, \quad (4)$$

а матрицы P , W и M в (4) подчиняются уравнениям

$$\frac{dP}{dt} = -PA - A'P + PSP - Q, \quad P|_{t=T} = 0,$$

$$\frac{dW}{dt} = -W(A - SP), \quad W|_{t=T} = E$$

(E – единичная матрица),

$$\frac{dM}{dt} = -WS(t)W', \quad M|_{t=T} = 0. \quad (5)$$

Представление матрицы K в форме (4) используется далее для построения ее асимптотики.

Разобьем матрицы на блоки

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & \lambda P_2 \\ \lambda P_2' & \lambda P_3 \end{bmatrix}, \quad W = \begin{bmatrix} W_1 & \lambda W_2 \\ W_3 & \lambda W_4 \end{bmatrix}, \quad M = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 \\ M_2' & M_3 \end{bmatrix},$$

$$E = \begin{bmatrix} E_n & 0 \\ 0 & E_m \end{bmatrix}$$

(E_n и E_m – единичные матрицы размеров $n \times n$ и $m \times m$ соответственно).

Тогда три уравнения (5) запишутся как три системы уравнений для блоков

$$\frac{dP_1}{dt} = -P_1A_1 - A_1'P_1 - P_2A_3 - A_3'P_2' + P_1S_1P_1 + P_1S_2P_2' + P_2S_2'P_1 + P_2S_3P_2' - Q_1, \quad P_1|_{t=T} = 0,$$

$$\lambda \frac{dP_2}{dt} = -P_1A_2 - P_2A_4 - \lambda A_1'P_2 - A_3'P_3 + \lambda P_1S_1P_2 + P_1S_2P_3 + \lambda P_2S_2'P_2 + P_2S_3P_3 - Q_2, \quad P_2|_{t=T} = 0,$$

$$\lambda \frac{dP_3}{dt} = -\lambda P_2'A_2 - \lambda A_2'P_2 - P_3A_4 - A_4'P_3 + \lambda^2 P_2'S_1P_2 + \lambda P_2'S_2P_3 + \lambda P_3S_2'P_2 + P_3S_3P_3 - Q_3, \quad P_3|_{t=T} = 0; \quad (6)$$

$$\frac{dW_1}{dt} = -W_1(A_1 - S_1P_1 - S_2P_2') - W_2(A_3 - S_2'P_1 - S_3P_2'), \quad W_1|_{t=T} = E_n,$$

$$\lambda \frac{dW_2}{dt} = -W_1(A_2 - \lambda S_1P_2 - S_2P_3) - W_2(A_4 - \lambda S_2'P_2 - S_3P_3), \quad W_2|_{t=T} = 0,$$

$$\frac{dW_3}{dt} = -W_3(A_1 - S_1P_1 - S_2P_2') - W_4(A_3 - S_2'P_1 - S_3P_2'), \quad W_3|_{t=T} = 0,$$

$$\lambda \frac{dW_4}{dt} = -W_3(A_2 - \lambda S_1P_2 - S_2P_3) - W_4(A_4 - \lambda S_2'P_2 - S_3P_3), \quad W_4|_{t=T} = \frac{1}{\lambda}E_m; \quad (7)$$

$$\frac{dM_1}{dt} = -W_1S_1W_1' - W_1S_2W_2' - W_2S_2'W_1' - W_2S_3W_2', \quad M_1|_{t=T} = 0,$$

$$\frac{dM_2}{dt} = -W_1S_1W_3' - W_1S_2W_4' - W_2S_2'W_3' - W_2S_3W_4', \quad M_2|_{t=T} = 0,$$

$$\frac{dM_3}{dt} = -W_3S_1W_3' - W_3S_2W_4' - W_4S_2'W_3' - W_4S_3W_4', \quad M_3|_{t=T} = 0. \quad (8)$$

Равномерная на отрезке $[0, T]$ асимптотика решений уравнений (6)–(8) согласно [1, 2] имеет общий вид $\bar{P} + \text{ПР}$, $\bar{W} + \text{ПВ}$ и $\bar{M} + \text{ПМ}$, где \bar{P} , \bar{W} и \bar{M} – регулярные части асимптотики (ряды по степеням λ), а ПР , ПВ и ПМ – погранслойные части (ряды), существенные лишь в λ -малой окрестности момента времени $t = T$. При подстановке этой асимптотики в (4) получается равномерная на $[0, T]$ асимптотика всей матрицы K и, по формуле (3), равномерная асимптотика регулятора [1]. Покажем, что для построения асимптотики регулятора (3) вне λ -малой окрестности момента времени $t = T$ можно ограничиться лишь регулярной частью асимптотических разложений P , W и M , отбросив их погранслойные части. Такой редуцированный (усеченный) асимптотический регулятор будет давать равномерное приближение точного регулятора (3) на любом внутреннем отрезке $[0, T_1]$, $T_1 < T$ и, как уже сказано, во многих случаях может успешно использоваться вместо полного, равномерного регулятора из [1].

РЕДУЦИРОВАННАЯ АСИМПТОТИКА МАТРИЦ P, W И M

Наряду с выполнением условий I–III предположим, что выполняются следующие условия [1]:

IV. Все матрицы $A_i(t)$ ($i = \overline{1, 4}$), $B_j(t)$ ($j = 1, 2$), $Q(t)$, $R(t)$ $p + 2$ раза непрерывно дифференцируемы на $[0, T]$ (p – некоторое натуральное число: $p = 0, 1, 2, \dots$);

V. Система (1) по терминологии [4, 5] управляема в пограничном слое, то есть

$$\text{rank}[B_2(t), A_4(t)B_2(t), \dots, A_4^{m-1}(t)B_2(t)] = m$$

на $[0, T]$;

VI. Система (1) наблюдаема в пограничном слое [4, 5], то есть

$$\text{rank}[C_*(t), A_4'(t)C_*(t), \dots, (A_4')^{m-1}(t)C_*(t)] = m$$

на $[0, T]$, где $C_*(t)$ – решение уравнения $C_*'C_* = Q_3$.

Регулярная часть асимптотики $P(t, \lambda)$. При отбрасывании погранслойной составляющей ПР в полном (равномерном на $[0, T]$) асимптотическом разложении матрицы $P = \bar{P} + \text{ПР}$ [1, 5] остается регулярная часть разложения \bar{P} , которая и дает искомую редуцированную асимптотику этой матрицы вне λ -малой окрестности момента времени $t = T$. А именно, для компонент $P_i(t, \lambda)$ этой матрицы можно записать следующие редуцированные асимптотические при $\lambda \rightarrow 0$ разложения:

$$P_i(t, \lambda) = \sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{P}_{ik}(t) + o\bar{P}_{ip}(t, \lambda) \quad (i = \overline{1, 3}). \quad (9)$$

Главный член $\sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{P}_{ik}(t)$ в (9) представляет собой, как мы видим, сумму степеней λ с матричными коэффициентами $\bar{P}_{ik}(t)$, зависящими от времени. Для определения этих коэффициентов используется алгоритм, описанный в [2] и поясняемый ниже. Остаток $o\bar{P}_{ip}(t, \lambda)$ разложения (9) мал на любом внутреннем фиксированном отрезке $[0, T_1] \subset [0, T]$, $0 < T_1 < T$. Покажем, что он подчиняется оценке при выполнении условий II–VI:

$$\|o\bar{P}_{ip}(t, \lambda)\| = \lambda^{p+1}O(1), \quad (i = \overline{1, 3}), \quad (10)$$

где $\|O(1)\| \leq C$ для всех достаточно малых λ и всех $t \in [0, T_1]$, $C > 0$ – некоторая постоянная.

Оценка (10) непосредственно следует из полного асимптотического разложения $P(t, \lambda)$ и леммы 1 из работы [1]. В самом деле, согласно [1],

$$P_i(t, \lambda) = \sum_{k=0}^p \lambda^k [\bar{P}_{ik}(t) + \text{П}_k P_i(\tau)] + oP_{ip}(t, \lambda), \quad (i = \overline{1, 3}), \quad (11)$$

где $\text{П}_k P_i(\tau)$ ($i = \overline{1, 3}$; $k = 0, 1, \dots, p$) – погранслойные функции, зависящие от «растянутого» («быстрого») времени $\tau = (t - T)/\lambda$ и определяемые с помощью того же алгоритма, что и $\bar{P}_{ik}(t)$. Они затухают как экспоненты

$$\|\text{П}_k P_i(\tau)\| \leq C \exp(a\tau) \quad \text{при } \tau \leq 0, \quad (12)$$

где $C > 0$ и $a > 0$ – некоторые постоянные. Согласно [1], остаток разложения (11) подчиняется оценке

$$\|oP_{ip}(t, \lambda)\| = \lambda^{p+1}O(1) \quad (i = \overline{1, 3}), \quad (13)$$

где $\|O(1)\| \leq C$ для всех достаточно малых λ и всех $t \in [0, T]$. Суммируя (11)–(13), записываем выражение для остатка $o\bar{P}_{ip}(t, \lambda)$ разложения (9) в виде

$$o\bar{P}_{ip}(t, \lambda) = \sum_{k=0}^p \lambda^k \text{П}_k P_i(\tau) + oP_{ip}(t, \lambda),$$

откуда в силу (12) и следует оценка (10) на отрезке $[0, T_1] \subset [0, T]$.

Алгоритм получения коэффициентов разложений $\bar{P}_{ik}(t)$ (и одновременно $\text{П}_k P_i(\tau)$) состоит в том, что главные части разложений (11) подставляются в уравнения (6) в качестве P_i и коэффициенты при одинаковых степенях λ в обеих частях уравнений приравниваются, причем отдельно приравниваются коэффи-

циенты, зависящие от t , и отдельно – зависящие от τ [2]. Это и дает уравнения для определения коэффициентов. Граничные условия для них записываются с учетом граничных условий для (6) тоже аналогично [2]. Сами уравнения и граничные условия для них выписаны в [4, 5]. Приведем их здесь для регулярных коэффициентов $\bar{P}_{ik}(t)$ нулевого приближения $k = 0$.

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{P}_{10}}{d\vartheta} &= -\bar{P}_{10}A_1 - A'_1\bar{P}_{10} - \bar{P}_{20}A_3 - A'_3\bar{P}'_{20} + \\ &+ \bar{P}_{10}S_1\bar{P}_{10} + \bar{P}_{10}S_2\bar{P}'_{20} + \bar{P}_{20}S'_2\bar{P}_{10} + \bar{P}_{20}S_3\bar{P}'_{20} - Q_1, \\ \bar{P}_{10}(t) &= 0, \end{aligned}$$

$$0 = -\bar{P}_{10}(A_2 - S_2\bar{P}_{30}) - \bar{P}_{20}(A_2 - S_3\bar{P}_{30}) - A'_3\bar{P}_{30} - Q_2,$$

$$0 = -\bar{P}_{30}A_4 - A'_4\bar{P}_{30} + \bar{P}_{30}S_3\bar{P}_{30} - Q_3.$$

Аналогично можно записать и уравнения для коэффициентов разложений в более высоких степенях приближений.

Регулярная часть асимптотики $W(t, \lambda)$ образуется аналогично. Для этого отбрасываем погранслоиную часть ΠW в полном, равномерном на $[0, T]$, разложении матрицы W из [1]. Оставшаяся регулярная часть \bar{W} дает асимптотику матрицы W вне λ -малой окрестности момента времени $t = T$. Запишем ее поблочно

$$W_i(t, \lambda) = \sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{W}_{ik}(t) + o\bar{W}_{ip}(t, \lambda) \quad (i = \overline{1, 4}), \quad (14)$$

где $\sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{W}_{ik}(t)$ – главная часть разложения блока

$V_i(t, \lambda)$. Коэффициенты $\bar{W}_{ik}(t)$ этого разложения определяются по тому же алгоритму из [2], что и $\bar{P}_{ik}(t)$. Остаток разложения (14) при выполнении условий II–VI равен по норме

$$\|o\bar{W}_{ip}(t, \lambda)\| = \lambda^{p+1}O(1) \quad (i = \overline{1, 4}) \quad (15)$$

для всех малых λ и всех $0 \leq t \leq T_1$. Соотношение (15) сразу следует из полного асимптотического разложения $W(t, \lambda)$ и леммы 2, приведенных в [1], по аналогии с соотношением (10).

В нулевом приближении уравнения и граничные условия для определения коэффициентов $\bar{W}_{ik}(t)$ в (14) имеют вид

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{W}_{10}}{dt} &= -\bar{W}_{10}(A_1 - S_1\bar{P}_{10} - S_2\bar{P}'_{20}) - \\ &- \bar{W}_{20}(A_3 - S'_2\bar{P}_{10} - S_3\bar{P}'_{20}), \quad \bar{W}_{10}(T) = E_n, \end{aligned}$$

$$0 = -\bar{W}_{10}(A_2 - S_2\bar{P}_{30}) - \bar{W}_{20}(A_4 - S_3\bar{P}_{30}),$$

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{W}_{30}}{dt} &= -\bar{W}_{30}(A_1 - S_1\bar{P}_{10} - S_2\bar{P}'_{20}) - \\ &- \bar{W}_{40}(A_3 - S'_2\bar{P}_{10} - S_3\bar{P}'_{20}), \quad \bar{W}_{30}(T) = -\int_{-\infty}^0 \Pi_0 f_{W_3}(\sigma) d\sigma, \end{aligned}$$

$$0 = -\bar{W}_{30}(A_2 - S_2\bar{P}_{30}) - \bar{W}_{40}(A_4 - S_3\bar{P}_{30}), \quad (16)$$

где

$$\begin{aligned} \Pi_0 f_{W_3}(\tau) &= \\ &= -\Pi_{-1}W_4(\tau)\{A_3(T) - S_3(T)[\bar{P}'_{20}(T) + \Pi_0\bar{P}_2(\tau)]\} \end{aligned}$$

[1]. Для определения конечного условия в (16) необходимо, как видно из последнего выражения, знать погранслоинные функции $\Pi_{-1}W_4(\tau)$ и $\Pi_0P_2(\tau)$. Их можно найти из уравнений [1] следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{d\Pi_0P_2}{d\tau} &= -\Pi_0P_2[A_4(T) - S_3(T)\bar{P}_{30}(T)] - \\ &- [A_3(T) - S_3(T) \cdot \bar{P}'_{20}(T)] \cdot \Pi_0P_3 + \\ &+ \Pi_0P_2 \cdot S_3(T) \cdot \Pi_0P_3, \quad \Pi_0P_2(0) = -\bar{P}_{20}(T), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Pi_0P_3}{d\tau} &= -\Pi_0P_3[A_4(T) - S_3(T)\bar{P}_{30}(T)] - \\ &- [A_4(T) - S_3(T) \cdot \bar{P}'_{30}(T)] \cdot \Pi_0P_3 + \\ &+ \Pi_0P_3 \cdot S_3(T) \cdot \Pi_0P_3, \quad \Pi_0P_3(0) = -\bar{P}_{30}(T), \end{aligned}$$

$$\frac{d\Pi_{-1}W_4}{d\tau} = -\Pi_{-1}W_4[A_4(T) - S_3(T)\bar{P}_{30}(T) - S_3(T)\Pi_0P_3],$$

$$\Pi_{-1}W_4(0) = E_m.$$

Аналогично можно получить уравнения для $\bar{W}_{ik}(t)$ в следующих приближениях.

Регулярная часть асимптотики $M(t, \lambda)$. Отбрасывая погранслоинную часть ΠM в полном равномерном на $[0, T]$ разложении матрицы M [1], получаем редуцированную асимптотику этой матрицы, равномерную вне λ -малой окрестности момента времени $t = T$,

$$M_i(t, \lambda) = \sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{M}_{ik}(t) + o\bar{M}_{ip}(t, \lambda), \quad (i = \overline{1, 2}),$$

$$M_3(t, \lambda) = \frac{1}{\lambda} \bar{M}_{3,-1}(t) + \sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{M}_{3k}(t) + o\bar{M}_{3p}(t, \lambda). \quad (17)$$

Здесь коэффициенты $\bar{M}_{ik}(t)$ ($i = \overline{1, 3}$) определяются по уже упомянутому алгоритму из [2], а остатки $o\bar{M}_{ip}(t, \lambda)$ ($i = \overline{1, 3}$) подчиняются оценкам

$$\|o\bar{M}_{ip}(t, \lambda)\| = \lambda^{p+1}O(1) \quad (i = \overline{1, 3}) \quad (18)$$

для всех малых λ и всех $0 \leq t \leq T_1$, где $T_1 < T$ – произвольно и фиксировано. Оценка (18) верна согласно полному асимптотическому разложению $M(t, \lambda)$ и лемме 3 из [1] аналогично предыдущим оценкам (10) и (15).

Уравнения и граничные условия для коэффициентов $\bar{M}_{ik}(t)$ в «-1» и нулевом приближениях записываются так:

$$\frac{d\bar{M}_{3,-1}}{dt} = 0,$$

$$\bar{M}_{3,-1}(T) = \int_{-\infty}^0 \Pi_{-1} W_4(\sigma) \cdot S_3(T) \cdot \Pi_{-1} W'_4(\sigma) d\sigma,$$

$$\frac{d\bar{M}_{10}}{dt} = -\bar{W}_{10} S_1 \bar{W}'_{10} - \bar{W}_{10} S_2 \bar{W}'_{20} - \bar{W}_{20} S'_2 \bar{W}'_{10} - \bar{W}_{20} S_3 \bar{W}'_{20}, \quad \bar{M}_{10}(T) = 0,$$

$$\frac{d\bar{M}_{20}}{dt} = -\bar{W}_{10} S_1 \bar{W}'_{30} - \bar{W}_{10} S_2 \bar{W}'_{40} - \bar{W}_{20} S'_2 \bar{W}'_{30} - \bar{W}_{20} S_3 \bar{W}'_{40}, \quad \bar{M}_{20}(T) = \int_{-\infty}^0 \Pi_0 f_{M2}(\sigma) d\sigma,$$

$$\frac{d\bar{M}_{30}}{dt} = -\bar{W}_{30} S_1 \bar{W}'_{30} - \bar{W}_{30} S_2 \bar{W}'_{40} - \bar{W}_{40} S'_2 \bar{W}'_{30} - \bar{W}_{40} S_3 \bar{W}'_{40}, \quad \bar{M}_{30}(T) = \int_{-\infty}^0 \Pi_0 f_{M3}(\sigma) d\sigma,$$

где

$$\Pi_0 f_{M2}(\tau) = -[\bar{W}_{10}(T) \cdot S_2(T) + \bar{W}_{20}(T) \cdot S_3(T)] \times \times \Pi_{-1} W'_4 - \Pi_0 W_2 \cdot S_3(T) \cdot \Pi_{-1} W'_4;$$

$$\begin{aligned} \Pi_0 f_{M3}(\tau) = & -\Pi_{-1} W'_4 \cdot [\bar{W}_{30}(T) \cdot S_2(T) + \bar{W}_{40}(T) \cdot S_3(T)]' - \\ & - [\bar{W}_{30}(T) \cdot S_2(T) + \bar{W}_{40}(T) \cdot S_3(T)] \cdot \Pi_{-1} W'_4 - \\ & - \Pi_{-1} W'_4 \cdot S'_2(T) \cdot \Pi_0 W'_3 - \Pi_0 W_3 \cdot S_2(T) \cdot \Pi_{-1} W'_4 - \\ & - \Pi_{-1} W'_4 \cdot S_3(T) \cdot \Pi_0 W'_4 - \Pi_0 W_4 \cdot S_3(T) \cdot \Pi_{-1} W'_4 - \\ & - \tau \cdot \Pi_{-1} W_4 \cdot S_3^{(1)}(T) \cdot \Pi_{-1} W'_4. \end{aligned}$$

Здесь для определения функций $\Pi_0 f_{M2}(\tau)$ и $\Pi_0 f_{M3}(\tau)$, входящих в выражения для конечных условий, надо сначала найти функции $\Pi_0 W_i(\tau)$ ($i = \bar{2}, \bar{4}$) ($\Pi_{-1} W_4(\tau)$ уже найдена из предыдущих уравнений). Это можно сделать из следующих уравнений [1]:

$$\frac{d\Pi_0 W_2}{d\tau} = -\Pi_0 W_2 [A_2(T) - S_3(T) \bar{P}_{30}(T) - S_3(T) \Pi_0 P_3] + \Pi_0 f_{W2}(\tau), \quad \Pi_0 W_2(0) = -\bar{W}_{20}(T),$$

$$\frac{d\Pi_0 W_3}{d\tau} = \Pi_0 f_{W3}(\tau), \quad \Pi_0 W_3(0) = \int_{-\infty}^0 \Pi_0 f_{W3}(\sigma) d\sigma,$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Pi_0 W_4}{d\tau} = & -\Pi_0 W_3 [A_2(T) - S_3(T) \bar{P}_{30}(T) - S_2(T) \Pi_0 P_3] - \\ & - \Pi_0 W_4 [A_4(T) - S_3(T) \bar{P}_{30}(T) - S_3(T) \Pi_0 P_3] + \Pi_0 W_4(\tau), \\ & \Pi_0 W_4(0) = -\bar{W}_{40}(T), \end{aligned}$$

где $\Pi_0 f_{W2}(\tau) = [\bar{W}_{10}(T) S_2(T) + \bar{W}_{20}(T) S_3(T)] \Pi_0 P_3$; $\Pi_0 f_{W3}(\tau)$ была приведена выше;

$$\begin{aligned} \Pi_0 f_{W4}(\tau) = & -\Pi_{-1} W_4 \times \\ & \times \left\{ [A_4^{(1)}(T) - S_3(T) \bar{P}_{30}^{(1)}(T) - S_3^{(1)}(T) (\bar{P}_{30}(T) + \Pi_0 P_3)] \tau - \right. \\ & \left. - S'_2(T) [\bar{P}_{20}(T) + \Pi_0 P_2] - S_3(T) [\bar{P}_{31}(T) + \Pi_1 P_3] \right\} + \\ & + [\bar{W}_{30}(T) S_2(T) + \bar{W}_{40}(T) S_3(T)] \Pi_0 P_3. \end{aligned}$$

Выражения вида $F^{(1)}(T)$ обозначают здесь и далее первую производную функции $F(t)$ по времени t при $t = T$. Функции $\Pi_0 P_i(\tau)$ ($i = 2, 3$) определены раньше, а $\bar{P}_{31}(T)$ и $\Pi_1 P_3$ находятся из уравнений

$$\frac{d\bar{P}_{30}}{dt} = -\bar{P}_{31} (A_4 - S_3 \bar{P}_{30}) - (A'_4 - \bar{P}_{30} S_3) \bar{P}_{31} + F_{P30}(\vartheta),$$

где

$$F_{P30}(\vartheta) = -\bar{P}'_{20} A_2 - A'_2 \bar{P}_{20} + \bar{P}'_{20} S_2 \bar{P}_{30} + \bar{P}_{30} S'_2 \bar{P}_{20}$$

и

$$\frac{d\Pi_1 P_3}{d\tau} = -\Pi_1 P_3 \{A_4(T) - S_3(T) [\bar{P}_{30}(T) + \Pi_0 P_3]\} - \{A_4(T) - S_3(T) [P_{30}(T) + \Pi_0 P_3]\}' \cdot \Pi_1 P_3 + \Pi_1 F_{P3}(\tau),$$

где

$$\begin{aligned} \Pi_1 P_{P3}(\tau) = & -\Pi_0 P'_2 \cdot [A_2(T) - S_2(T) \cdot \bar{P}_{30}(T)] - \\ & - [A_2(T) - S_2(T) \cdot \bar{P}_{30}(T)]' \cdot \Pi_0 P_2 - \\ & - \Pi_0 P_3 \cdot \alpha_{41} - \alpha'_{41} \cdot \Pi_0 P_3 + \Pi_0 P'_2 \cdot S_2(T) \cdot \Pi_0 P_3 + \\ & + \Pi_0 P_3 \cdot S'_2(T) \cdot \Pi_0 P_2 + \Pi_0 P_3 \cdot S_3^{(1)}(T) \cdot \tau \cdot \Pi_0 P_3, \end{aligned}$$

$$\alpha_{41} = (A_4^{(1)} - S_3 \bar{P}_{30}^{(1)} - S_3^{(1)} \bar{P}_{30})_{t=T} \cdot \tau - (S'_2 \bar{P}_{20} + S_3 \bar{P}_{31})_{t=T}.$$

Таким же способом можно выписать уравнения и для последующих коэффициентов разложений (17).

РЕДУЦИРОВАННАЯ АСИМПТОТИКА МАТРИЦЫ К И АСИМПТОТИКА РЕГУЛЯТОРА

Используя разложения (9), (14) и (17), запишем редуцированное асимптотическое приближение мат-

рицы K (4). Обозначим главные части этих разложений выражениями с тильдой. Тогда

$$\hat{P}_{ip}(t, \lambda) = \sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{P}_{ik}(t) \quad (i = \overline{1, 3}),$$

$$\hat{W}_{ip}(t, \lambda) = \sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{W}_{ik}(t) \quad (i = \overline{1, 4}),$$

$$\hat{M}_{ip}(t, \lambda) = \sum_{k=0}^p \lambda^k \bar{M}_{ik}(t) \quad (i = \overline{1, 3}),$$

$$\hat{M}_{4p}(t, \lambda) = \sum_{k=-1}^p \lambda^k \bar{M}_{4k}(t).$$

Составим матрицу

$$\bar{K}(t, \lambda) = \bar{P}(t, \lambda) + \bar{W}'(t, \lambda)H'[H\bar{M}(t, \lambda)H' + F^{-1}]H\bar{W}(t, \lambda),$$

где $\bar{P}(t, \lambda) = \begin{bmatrix} \hat{P}_{1p}(t, \lambda) & \lambda \hat{P}_{2p}(t, \lambda) \\ \lambda \hat{P}'_{2p}(t, \lambda) & \lambda \hat{P}_{3p}(t, \lambda) \end{bmatrix};$

$$\bar{W}(t, \lambda) = \begin{bmatrix} \hat{W}_{1p}(t, \lambda) & \lambda \hat{W}_{2p}(t, \lambda) \\ \lambda \hat{P}'_{3p}(t, \lambda) & \lambda \hat{P}_{4p}(t, \lambda) \end{bmatrix};$$

$$\bar{M}(t, \lambda) = \begin{bmatrix} \hat{M}_{1p}(t, \lambda) & \hat{M}_{2p}(t, \lambda) \\ \hat{P}'_{2p}(t, \lambda) & \hat{M}_{3p}(t, \lambda) \end{bmatrix}.$$

Для самой матрицы $\bar{K}(t, \lambda)$ также примем блочное представление

$$\bar{K}(t, \lambda) = \begin{bmatrix} \hat{K}_{1p}(t, \lambda) & \lambda \hat{K}_{2p}(t, \lambda) \\ \lambda \hat{K}'_{2p}(t, \lambda) & \lambda \hat{K}_{3p}(t, \lambda) \end{bmatrix}.$$

Теорема. При выполнении условий II–VI матричные функции $K_{ip}(t, \lambda)$ ($i = \overline{1, 3}$) являются p -ми асимптотическими приближениями для функций $K_i(t, \lambda)$ ($i = \overline{1, 3}$) при $\lambda \rightarrow 0$, равномерными по t на любом отрезке $[0, T_1] \subset [0, T]$, то есть

$$K_i(t, \lambda) = \bar{K}_{ip}(t, \lambda) + o\bar{K}_{ip}(t, \lambda) \quad (i = \overline{1, 3}),$$

где при всех $t \in [0, T_1]$ (T_1 – любое фиксированное число такое, что $0 < T_1 < T$) и всех $\lambda \in (0, \lambda_0]$ ($\lambda_0 > 0$ – некоторое число) для остатков $o\bar{K}_{ip}(t, \lambda)$ справедливы неравенства

$$\|o\bar{K}_{1p}(t, \lambda)\| \leq C\lambda^{p+1}, \quad \|o\bar{K}_{ip}(t, \lambda)\| \leq C\lambda^p \quad (i = 2, 3),$$

где $C > 0$ – некоторая постоянная.

Доказательство теоремы аналогично доказательству теоремы из [1] с учетом сформулированных в [1] лемм об экспоненциальном убывании пограничных функций и вида матриц $\bar{P}(t, \lambda)$, $\bar{W}(t, \lambda)$ и $\bar{M}(t, \lambda)$.

Из теоремы следует, что подстановка матрицы \bar{K} в формулу (3) вместо K дает равномерное асимптотическое приближение регулятора с точностью до $O(\lambda^{p+1})$ на отрезке $[0, T_1] \subset [0, T]$.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Козырев В. Г. Оптимальный регулятор выхода сингулярно возмущенных систем / Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2003. – № 10. – С. 125–131.
2. Васильева А. Б. Асимптотические разложения решений сингулярно возмущенных уравнений / А. Б. Васильева, В. Ф. Бутузов. – М.: «Наука», 1973. – 272 с.
3. Козырев В. Г. Терминальная ошибка почти точного оптимального приведения в ноль / Динамические системы: межвед. науч. сб. – Симферополь: КФТ. – 2001. – Вып. 17. – С. 18–22.
4. Kokotovic P. V. Singular Perturbations of Linear Regulators: Basic Theorems / P. V. Kokotovic, R. A. Yackel // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1972. – V. 17, No. 1, February. – P. 29–37.
5. Yackel R. A. Метод пограничного слоя для матричного уравнения Риккати / R. A. Yackel P. V., Kokotovic // IEEE Trans. on Automatic Control. – 1973. – V. 18. – No. 1, February. – P. 17–24.

Надійшла 19.07.04
Після доробки 14.03.05

Побудовано асимптотичне наближення оптимального термінального регулятора виходу сингулярно збурених систем, рівномірне поза малою околицею кінця області керування. Наближення будується на підставі рішення редукованої лінійно-квадратичної задачі оптимального керування й дає економічне подання законів керування.

Uniform at the control field outside a small vicinity of its end, the asymptotic approximation of the optimal terminal output regulator of a singular perturbed system is constructed. The approximation is obtained on the basis of the reduced linear-quadratic optimal control problem solution and it gives the economical control law presentation.

И. А. Орловский

ИДЕНТИФИКАЦИЯ МОМЕНТА ИНЕРЦИИ И МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рассмотрен способ идентификации в реальном времени момента инерции и момента сопротивления механизма с приводом постоянного тока, значения которых зависят от угла поворота вала двигателя. Получены уравнения для расчета моментов инерции и сопротивления по показаниям датчиков тока и частоты вращения. Моделирование работы электропривода и идентификации параметров подтвердили высокую точность предложенного способа.

Для повышения качества управления и реализации оптимальных систем управления все более важными становятся вопросы идентификации параметров электропривода. Использование в настоящее время микропроцессоров в электроприводе позволяет выполнять необходимые для идентификации вычисления.

В ряде механизмов, выполняющих циклическую работу (опрокидыватели, роботы-манипуляторы, экскаваторы, моталки и др.), момент инерции механизма и статический момент сопротивления механизма (далее момент сопротивления) являются нелинейными и зависят от угла поворота вала двигателя. Эта зависимость может оставаться неизменной в течение нескольких циклов работы. Расчет регуляторов классическими способами выполняется для определенных фиксированных параметров объекта и не учитывает изменения его параметров. Полученные при идентификации в процессе работы параметры объекта используются в математических выражениях классически определенных регуляторов, что позволяет повысить качество переходных процессов.

Вопросам идентификации параметров привода постоянного тока посвящено большое количество работ. В [1] авторы отмечают, что из условий наблюдаемости параметры электромеханической системы могут быть определены только в динамическом режиме. Рассматривается вопрос идентифицируемости параметров электропривода за счет гармонического изменения напряжения, приложенного к якорю двигателя. Определяются необходимые минимальные значения амплитуд гармонических составляющих выходного напряжения тиристорного преобразователя для обеспечения идентифицируемости параметров электропривода. В [2] отмечается сложность идентификации параметров привода постоянного тока при наличии гармонических составляющих в напряжении питания двигателя. Идентификацию предлагается выполнять из

уравнений энергетического баланса. Для вычисления параметров принимается достаточно узкий диапазон изменения момента инерции ($\pm 6\%$). В [3] идентификация параметров двигателя реализуется автоматизированным диагностическим комплексом. Измерения выполняются с частотой 10 кГц. Отмечаются сложности реализации, связанные с дискретностью измерений. Установлено, что максимум ошибки идентификации электромагнитной постоянной времени совпадает с максимумом второй производной тока. Ошибка идентификации составляла от 5 до 35%. При этом момент инерции и момент сопротивления механизма считались неизменными. В [4] рассмотрен способ определения момента сопротивления и электромеханической постоянной времени привода постоянного тока при работе регулятора скорости в режиме отсечки без использования информации от датчика скорости. Для этого во время пуска двигателя измеряются токи и напряжения при двух разных значениях напряжения отсечки тока. Для получения необходимых зависимостей принимается, что моменты инерции и сопротивления во время пуска остаются неизменными. В [5] рассмотрено применение нечеткой нейронной рекуррентной много модельной сети для систем идентификации сложных нелинейных объектов на примере электропривода постоянного тока. Такая система позволяет обеспечить высокую точность (порядка 2%) получения модели привода через несколько периодов задающего сигнала, однако требует значительных вычислительных ресурсов и не обеспечивает идентификацию параметров, необходимых для настройки регуляторов.

Целью статьи является идентификация с высокой точностью в процессе работы привода зависимостей момента инерции и момента сопротивления механизма от угла поворота вала двигателя.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Пусть в реальном механизме, исходя из его устройства и технологии, существуют нелинейные зависимости момента инерции $J = f(\alpha)$ и момента сопротивления $M_c = f(\alpha)$ от угла поворота вала двигателя α . Описание этих зависимостей удобно выполнять для нормированных значений момента инерции и момента сопро-

тивления. Введем коэффициенты, характеризующие нелинейность

$$k_J(\alpha) = \frac{J(\alpha)}{J_H},$$

$$k_M(\alpha) = \frac{M_C(\alpha)}{M_H},$$

где J_H, M_H – номинальные значения момента инерции привода и момента двигателя, $J(\alpha), M_C(\alpha)$ – реальные значения момента инерции и момента сопротивления механизма; $k_J(\alpha), k_M(\alpha)$ – значения нелинейных коэффициентов момента инерции и момента сопротивления механизма.

Уравнение движения привода при изменяющихся моментах инерции и сопротивления имеет вид

$$M(t) - M_C(\alpha) = \frac{d[J(\alpha) \cdot \omega(t)]}{dt}, \quad (1)$$

где $M(t), \omega(t)$ – момент и частота вращения двигателя. Угол поворота α при движении также является функцией времени.

Уравнение (1) с учетом введенных коэффициентов и после дифференцирования произведения примет вид

$$i(t) \cdot C_M - k_M(\alpha) \cdot M_H =$$

$$= J_H \cdot \omega(t) \cdot \frac{dk_J(\alpha)}{dt} + k_J(\alpha) \cdot J_H \cdot \frac{d\omega(t)}{dt}, \quad (2)$$

где $i(t)$ – ток якоря двигателя, C_M – постоянная момента двигателя. В уравнение (2) соответствует двигателю постоянного тока с постоянным магнитным потоком возбуждения. При использовании другого вида двигателя необходимо использовать соответствующее выражение момента двигателя. Дальнейшие расчеты, приведенные ниже, остаются такими же.

Для выполнения расчетов в дискретной системе представим (2) в виде разностного дифференциального уравнения

$$i(t_1) \cdot C_M - k_M(\alpha_1) \cdot M_H =$$

$$= \frac{J_H \cdot \omega(t_1) \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)]}{t_2 - t_1} +$$

$$+ \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_1) \cdot [\omega(t_2) - \omega(t_1)]}{t_2 - t_1}, \quad (3)$$

где α_1 и α_2 – значения углов поворота в моменты времени t_1 и t_2 . Обозначим такт счета $\Delta t_1 = t_2 - t_1$. При описании движения уравнением (3) принимается, что на всем промежутке времени Δt_1 производные момента инерции и частоты вращения остаются неизменными. Неизвестными в данном уравнении являются

$k_M(\alpha_1), k_J(\alpha_1)$ и $k_J(\alpha_2)$, остальные величины являются константами либо измеряются.

В момент времени t_2 уравнение движения имеет вид

$$i(t_2) \cdot C_M - k_M(\alpha_2) \cdot M_H =$$

$$= \frac{J_H \cdot \omega(t_2) \cdot [k_J(\alpha_3) - k_J(\alpha_2)]}{t_3 - t_2} +$$

$$+ \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_2) \cdot [\omega(t_3) - \omega(t_2)]}{t_3 - t_2}, \quad (4)$$

где α_3 – значение угла поворота в момент времени t_3 .

При реализации интервал времени Δt одинаков в уравнении (3) и (4), т. е. $\Delta t_1 = t_2 - t_1 = t_3 - t_2$. Для возможности вывода относительно простых аналитических выражений, не смотря на вносимую погрешность идентификации, линеаризуем зависимость момента инерции от α на малом интервале $2\Delta t_1$ (от t_1 до t_3). С учетом этого можно принять $k_J(\alpha_1) - k_J(\alpha_2) = k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_3)$, тогда уравнение (4) можно записать следующим образом

$$i(t_2) \cdot C_M - k_M(\alpha_2) \cdot M_H =$$

$$= \frac{J_H \cdot \omega(t_2) \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)]}{t_2 - t_1} +$$

$$+ \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_2) \cdot [\omega(t_3) - \omega(t_2)]}{t_2 - t_1}. \quad (5)$$

В уравнениях (3) и (5) неизвестными являются четыре параметра $k_M(\alpha_1), k_M(\alpha_2), k_J(\alpha_1)$ и $k_J(\alpha_2)$. Необходимые для вычисления этих величин два уравнения можно получить при движении механизма через углы α_1, α_2 и α_3 в том же направлении, но при другом значении частоты вращения, либо при движении механизма в обратном направлении. Уравнения имеют вид

$$i_2(t_1') \cdot C_M - k_M(\alpha_1) \cdot M_H =$$

$$= \frac{J_H \cdot \omega_2(t_1') \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)]}{t_2' - t_1'} +$$

$$+ \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_1) \cdot [\omega_2(t_2') - \omega_2(t_1')]}{t_2' - t_1'}, \quad (6)$$

$$i_2(t_2') \cdot C_M - k_M(\alpha_2) \cdot M_H =$$

$$= \frac{J_H \cdot \omega_2(t_2') \cdot [k_J(\alpha_3) - k_J(\alpha_2)]}{t_3' - t_2'} +$$

$$+ \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_2) \cdot [\omega_2(t_3') - \omega_2(t_2')]}{t_3' - t_2'}, \quad (7)$$

где t_1', t_2', t_3' – моменты времени, когда механизм проходит соответственно углы положения α_1, α_2 и α_3 .

Если принять аналогично, что $\Delta t_2 = t_2' - t_1' = t_3' - t_2'$, то система уравнений примет вид

$$\left\{ \begin{aligned}
 & i_1(t_1) \cdot C_M - k_M(\alpha_1) \cdot M_H = \\
 & = \frac{J_H \cdot \omega_1(t_1) \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)]}{\Delta t_1} + \\
 & + \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_1) \cdot [\omega_1(t_2) - \omega_1(t_1)]}{\Delta t_1}, \\
 & i_1(t_2) \cdot C_M - k_M(\alpha_2) \cdot M_H = \\
 & = \frac{J_H \cdot \omega_1(t_2) \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)]}{\Delta t_1} + \\
 & + \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_2) \cdot [\omega_1(t_3) - \omega_1(t_2)]}{\Delta t_1}, \\
 & i_2(t_1) \cdot C_M - k_M(\alpha_1) \cdot M_H = \\
 & = \frac{J_H \cdot \omega_2(t_1) \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)]}{\Delta t_2} + \\
 & + \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_1) \cdot [\omega_2(t_2) - \omega_2(t_1)]}{\Delta t_2}, \\
 & i_2(t_2) \cdot C_M - k_M(\alpha_1) \cdot M_H = \\
 & = \frac{J_H \cdot \omega_2(t_2) \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)]}{\Delta t_2} + \\
 & + \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_2) \cdot [\omega_2(t_3) - \omega_2(t_2)]}{\Delta t_2}.
 \end{aligned} \right. \quad (8)$$

Вычтем из первого уравнения системы (8) третье уравнение и из второго уравнения четвертое, получим

$$\begin{cases} E \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)] + k_J(\alpha_1) \cdot C = A; \\ F \cdot [k_J(\alpha_2) - k_J(\alpha_1)] + k_J(\alpha_2) \cdot D = B, \end{cases} \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned}
 A &= [i_1(t_1) - i_2(t_1')] \cdot C_M, \\
 B &= [i_1(t_2) - i_2(t_2')] \cdot C_M, \\
 C &= J_H \cdot \left[\frac{\omega_1(t_2) - \omega_1(t_1)}{\Delta t_1} - \frac{\omega_2(t_2') - \omega_2(t_1')}{\Delta t_2} \right], \\
 D &= J_H \cdot \left[\frac{\omega_1(t_3) - \omega_1(t_2)}{\Delta t_1} - \frac{\omega_2(t_3') - \omega_2(t_2')}{\Delta t_2} \right], \\
 E &= J_H \cdot \left[\frac{\omega_1(t_1)}{\Delta t_1} - \frac{\omega_2(t_1')}{\Delta t_2} \right], \\
 F &= J_H \cdot \left[\frac{\omega_1(t_2)}{\Delta t_1} - \frac{\omega_2(t_2')}{\Delta t_2} \right].
 \end{aligned}$$

Из системы (9), найдем

$$k_J(\alpha_1) = \frac{A \cdot (D - F) + B \cdot E}{(E + C) \cdot (D - F) + F \cdot E}. \quad (10)$$

Из первого уравнения системы (8), используя (9) и (10), найдем коэффициент момента сопротивления

$$k_M(\alpha_1) = \frac{L - M \cdot N - P}{M_H}, \quad (11)$$

где

$$L = i_1(t_1) \cdot C_M,$$

$$M = \frac{J_H \cdot \omega_1(t_1)}{\Delta t_1},$$

$$N = \frac{A - k_J(\alpha_1) \cdot C}{E},$$

$$P = \frac{J_H \cdot k_J(\alpha_1) \cdot [\omega_1(t_2) - \omega_1(t_1)]}{\Delta t_1}.$$

По выражениям (10) и (11) из результатов измерений вычисляются искомые коэффициенты для угла поворота α_1 . Для получения зависимостей $k_J(\alpha_1)$, $k_M(\alpha_1)$ расчеты выполняются для различных углов поворота с заданным шагом.

ПРОВЕРКА АНАЛИТИЧЕСКИХ РЕЗУЛЬТАТОВ НА ПУТЕМ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Проверка идентификации моментов сопротивления и инерции выполнялась на модели электропривода постоянного тока со следующими параметрами двигателя: $U_H = 220$ В, $I_H = 80,5$ А, $\omega_H = 104,72 \frac{\text{рад}}{\text{сек}}$, $J_H = 0,9$ кг · м², $C_M = 1,9$ Н/А, $R_{Я} = 0,618$ Ом, $L_{Я} = 0,105$ Гн. Использовались имеющиеся в электроприводе положения показания датчиков тока, частоты вращения и угла поворота. Зависимости момента инерции и момента сопротивления от угла поворота взяты следующими

$$k_J(\alpha) = 0,5 + e^{-0,2\alpha}, \quad (12)$$

$$k_M(\alpha) = 1 - e^{-0,1\alpha}. \quad (13)$$

Выполнялась полная отработка цикла работы механизма. Запоминались значения токов, частоты вращения в дискретные моменты времени для всех значений угла положения α при движении, как в прямом, так и обратном направлении. Измерения параметров в обоих направлениях выполнялись с одинаковым шагом дискретизации, что удобно при практической реализации измерений. Использование одинакового шага дис-

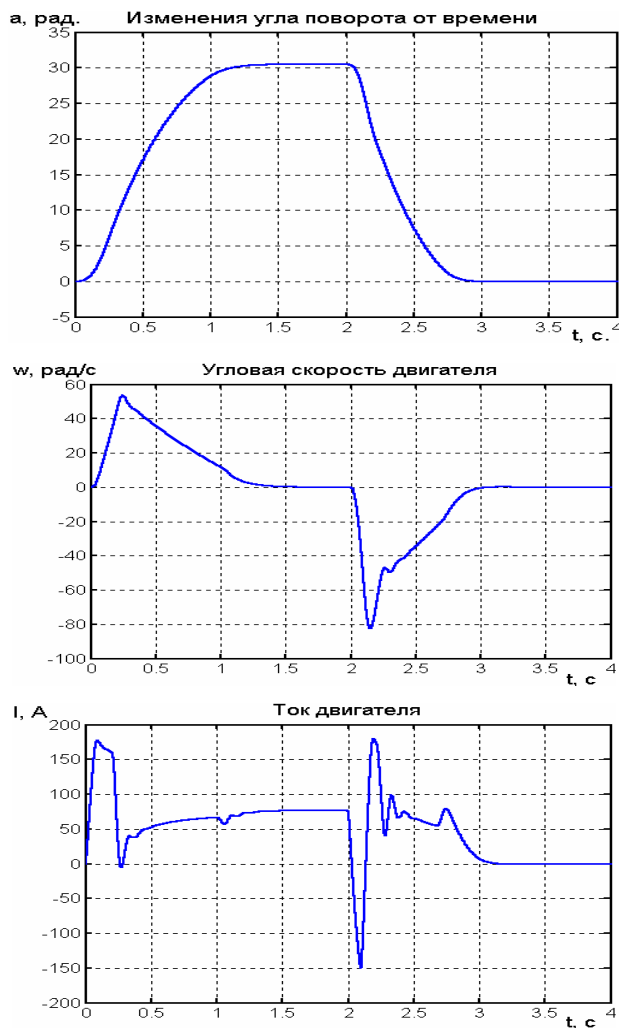


Рисунок 1 – Графики цикла работы механизма (угол поворота вала двигателя, частота вращения, ток двигателя)

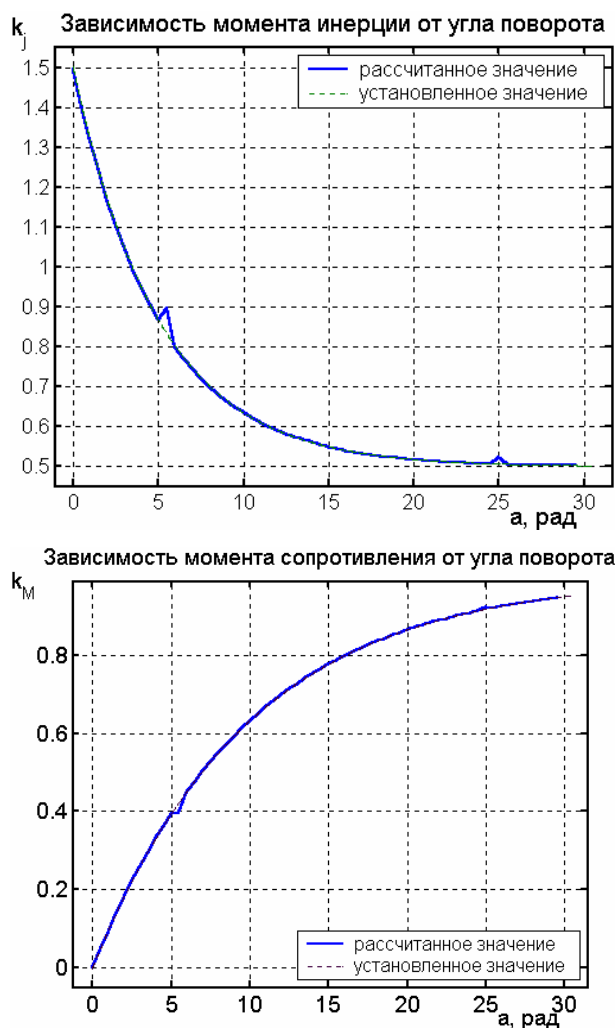


Рисунок 2 – Зависимости момента инерции и момента сопротивления от угла поворота для рассчитанных и замеренных значений

кретизации привело к необходимости вычисления Δt_2 и пересчета значений $i_2(t_2')$, $\omega_2(t_2')$, $\omega_2(t_3')$.

Результаты моделирования цикла работы механизма приведены на рисунке 1. Здесь показаны зависимости угла поворота, частоты вращения и тока якоря двигателя от времени. Результаты идентификации зависели от шага дискретизации, так как пересчет значений $i_2(t_2')$, $\omega_2(t_2')$, $\omega_2(t_3')$ в местах перегиба тока и частоты вращения приводит к неточному вычислению этих значений при линейной интерполяции. Повышение точности достигается интерполяцией более высокого порядка и уменьшением шага дискретизации. Для шага 10^{-5} секунды и линейной интерполяции результаты идентификации момента инерции и момента сопротивления представлены на рисунке 2. Увеличенные фрагменты этих зависимостей показаны на рисунке 3. На рисунках штриховыми линиями

обозначены принятые зависимости согласно (12) и (13) момента инерции и момента сопротивления от угла поворота. Непрерывными линиями показаны результаты идентификации этих параметров. Имеющиеся ошибки оценки для большей части диапазона для момента инерции и момента сопротивления не превышали 0,1 %. Использование в системе управления идентифицированных параметров с такой точностью позволяет значительно повысить качество управления.

ВЫВОДЫ

Рассмотрен способ идентификации в электроприводе постоянного тока момента инерции и момента сопротивления, значения которых зависят от угла поворота вала двигателя. Идентификация осуществляется в

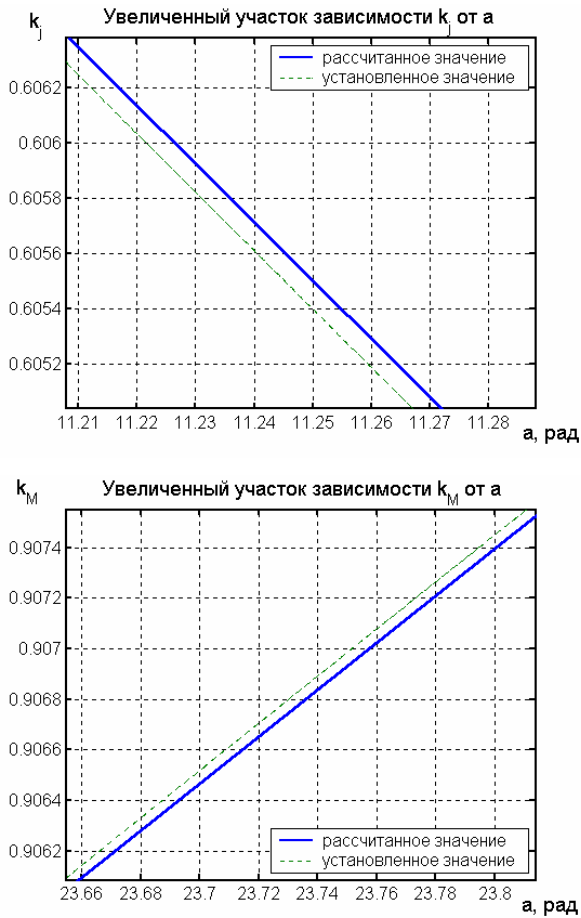


Рисунок 3 – Увеличенные фрагменты зависимостей момента инерции и момента сопротивления от угла поворота

течение цикла работы механизма. Результаты моделирования при малом шаге дискретизации показали высокую точность идентификации.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Сисюк Г. Ю., Родькин Д. И., Королев Ю. Г. К вопросу об идентификации параметров тиристорных электроприводов постоянного тока на основе моделей энергообразования // Проблемы создания новых машин и технологий, Научные труды КГПИ. Кременчуг. – 1999. – № 2. – С. 47–50.
2. Родькин Д. И., Хараджян А. А., Михайлов С. В. Диагностика параметров двигателя постоянного тока при испытаниях // Проблемы создания новых машин и технологий. Научные труды КГПИ. Кременчуг. – 1998. – № 1. – 10 с.
3. Бешта О. С., Балахонцев О. В., Худолий С. С. Умови підвищення точності ідентифікації динамічних параметрів електропривода // Вісник Кременчуцького Державного політехнічного університету. – 2002. – № 1. – С. 426–427.
4. Орловский И. А. Определение параметров привода постоянного тока в режиме ограничения тока якоря / / Электротехника та електроенергетика. – 2002. – № 1. – С. 63–66.
5. Baruch I. S., Flores J. M., Garrido R. A fuzzy neural recurrent multi-model for systems identification and control // Proceeding of the European Control Conference. – 2001. – Pp. 3540–3545.

Надійшла 14.06.04

Після доробки 3.05.05

Розглянуто засіб ідентифікації у реальному часі моменту інерції і моменту опору механізму з приводом постійного струму, значення котрих залежать від кута повертання валу двигуна. Отриманні рівняння розрахунку моментів інерції та опору з показань датчиків струму та частоти обертання. Моделювання роботи електроприводу та ідентифікації параметрів підтвердили високу точність запропонованого засобу.

In real time has been considerate mode of identification inertia moment and resistance moment of mechanism with the direct current gear, there are meaning depend on angle of turn shaft of the motor. Taken equations for the calculation inertia moment and resistance moment by reading current pick-up and frequency rotation pick-up. Simulation of the work electric drive and the identification of parameters have confirmed high accuracy offered mode.

КЕРУВАННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

CONTROL IN TECHNICAL SYSTEMS

УДК 62-83.52

Д. Н. Дочвири

ОПТИМИЗАЦИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ТИРИСТОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С УПРУГИМИ СВЯЗЯМИ ДЛЯ ПРЕССОВЫХ МЕХАНИЗМОВ НЕПРЕРЫВНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ МАШИН

В работе составлены математические модели различных систем управления многодвигательными тиристорными электроприводами. Изучены переходные процессы. Разработаны рекомендации по настройке регуляторов при учете упругих свойств механических передач. Установлены условия, обеспечивающие пропорциональное распределение нагрузки между двигателями.

ВВЕДЕНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для многовалковых промышленных механизмов, таких как прессы, каландры и суперкаландры бумагоделательных машин (буммашин), а также непрерывных прокатных станов перспективным с точки зрения обеспечения синхронного вращения рабочих валов, повышения качества выпускаемой продукции и экономии затраченной электроэнергии является применение многодвигательного тиристорного электропривода [1–3]. Обычно приводные электродвигатели указанных агрегатов к исполнительным механизмам присоединяются длинными (упругими) валопроводами через

редукторы. Из-за упругих свойств соединительных валов в быстродействующих системах электроприводов при регулировании скорости возникают сильные крутильные колебания, вредно влияющие на силовые органы рабочего агрегата. Эти колебания тем больше, чем выше скорости движения технологической машины [4, 5]. В многодвигательных электроприводах еще более остро стоит вопрос предотвращения крутильных колебаний инерционных масс, т. к. в многомассовой механической системе внутренние резонансные процессы могут возникнуть и без внешних воздействий на систему привода. Время регулирования скорости электроприводов секций современных буммашин и прокатных станов целесообразно минимизировать до одной секунды. Затянутые переходные процессы приводят к учащению обрывов технологических процессов, излишнему расходу электроэнергии, ухудшению качества выпускаемой продукции и большому экономическому ущербу.

При проектировании, наладке и эксплуатации многодвигательных тиристорных электроприводов может

возникнуть ряд проблем, в числе которых выбор системы управления, оптимизация параметров регуляторов и корректирующих устройств, вопросы исключения резонансных явлений в многомассовой электромеханической системе с упругими звеньями, автоматическое распределение нагрузки между двигателями электропривода и т. д. Изучению этих проблем посвящается представленная работа.

**МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ
МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ ТИРИСТОРНЫХ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ**

В практике прессовых механизмов буммашин, прокатных станов и других непрерывных технологических машин уже используются двух и трехдвигательные тиристорные электроприводы, разработанные ведущими электротехническими фирмами (Siemens, AEG-telefunken, ОАО «Электропривод», Harland и др.) разных стран мира [1–3].

Современные системы многодвигательных тиристорных электроприводов, как правило, строятся по принципу подчиненного регулирования, но разным количеством регуляторов и тиристорных преобразователей (ТП), в частности: 1) с одним регулятором скорости (РС) и одним (общим) ТП; 2) с индивидуальными РС и ТП для каждого двигателя привода; 3) с одним РС и индивидуальными ТП (предложенная автором настоящей статьи). Рассматриваемые системы являются многосвязанными, имеющими общий входной сигнал и единый механизм (состоящий из нескольких рабочих валов, прижатых друг к другу).

Для изучения переходных процессов указанных систем электроприводов при учете упругих свойств соединительных валов и разработки рекомендаций по оптимизации регуляторов сначала необходимо составить их математические модели.

Для записи уравнений движения механическую систему многодвигательного электропривода представим в виде $(n + 1)$ – инерционно-массовой при допущении отсутствия скольжений между рабочими валами прессы буммашины и учете уругостей механических валов между двигателями и механизмом.

Путем введения переменных состояния механической части многодвигательного привода в относительных приращениях и использования обобщенной Жорданово-матричной формы записи уравнения движения системы могут быть представлены в следующем виде:

$$\frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot u + C \cdot f, \tag{1}$$

где $x^T = [x_1^T \dots x_n^T]$; $x_i^T = [x_1^{(i)} \ x_2^{(i)} \ x_3^{(i)}]$, $i = \overline{1, n}$; $x = v_M^*$ – относительное приращение угловой скорости механиз-

ма; $x_2^{(i)} = \mu_{y_i}^*$, $i = \overline{1, n}$ – относительное приращение i -го упругого момента; $x_3^{(i)} = v_i^*$, $i = \overline{1, n}$ – относительное приращение угловой скорости i -го двигателя; $u^T = \mu_i^*$, $i = \overline{1, n}$ – вращающий момент i -го двигателя; $f = \mu_M^*$ – момент сопротивления механизма.

В уравнение (1) также входят A , B и C – матрицы Жордана, которые определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} A &= \text{diag}(A_1, \dots, A_i, \dots, A_n), \\ B &= \text{diag}(B_1, \dots, B_i, \dots, B_n), \\ C &= \text{diag}(C_1, \dots, C_i, \dots, C_n), \end{aligned} \tag{2}$$

где A_i , B_i и C_i , $i = \overline{1, n}$ – клетки Жордана, которые равны

$$\begin{aligned} A_i &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{T_M} & 0 \\ -\frac{1}{T_{ci}} - \frac{T_{di}}{T_{ci}} \left(\frac{1}{T_i} + \frac{1}{T_M} \right) & \frac{1}{T_{ci}} & \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix}; \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_{di}}{T_{ci} T_i} \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}; \\ C_i &= \begin{bmatrix} \frac{1}{T_M} \\ \frac{T_{di}}{T_{ci} T_i} \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \tag{3}$$

где $T_i = \frac{J_i \omega_C}{K_i M_{MC}}$, $i = \overline{1, n}$ – механическая постоянная времени i -го двигателя; ω_C – угловая скорость привода в базовом (статическом) режиме; K_i – коэффициент нагрузки i -го двигателя; M_{MC} – момент сопротивления механизма в статике, $T_M = \frac{J_M \omega_C}{M_{MC}}$ – механическая постоянная времени механизма; $T_{di} = \frac{b_i}{c_i}$ и $T_{ci} = \frac{K_i M_{MC}}{c_i \omega_C}$ – постоянные времени упругих соединительных валов; J_1, J_2, \dots, J_n и J_M – инерционные массы двигателей и механизма, приведенные к валу главного двигателя M_1 ; c_1, c_2, \dots, c_n и b_1, b_2, \dots, b_n – приведенные коэффициенты жесткостей и внутренних вязких трений «длинных» соединительных валов; M_1, M_2, \dots, M_n и M_M – вращающие моменты двигателей и механизма, приведенные к валу M_1 ; причем $M_M = M_{M1} + M_{M2} + \dots + M_{Mn}$, где M_{M_i} , $i = \overline{1, n}$ – моменты сопротивления механизма, приложенные к валам отдельных двигателей привода.

Дифференциальные уравнения равновесия напряжений якорных цепей параллельно включенных двигателей к одному (общему) ТП имеют вид

$$\begin{cases} E_T = E_1 + R_1 I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} + R_T I_\Sigma + L_T \frac{dI_\Sigma}{dt}; \\ E_T = E_2 + R_2 I_2 + L_2 \frac{dI_2}{dt} + R_T I_\Sigma + L_T \frac{dI_\Sigma}{dt}; \\ \dots \dots \dots \\ E_T = E_n + R_n I_n + L_n \frac{dI_n}{dt} + R_T I_\Sigma + L_T \frac{dI_\Sigma}{dt}, \end{cases} \quad (4)$$

где E_T, E_1, \dots, E_n – соответственно э.д.с. ТП и якорей электродвигателей; R_i и $L_i, i = \overline{1, n}$ – активное сопротивление и индуктивность обмотки якоря i -го двигателя; I_1, \dots, I_n – токи двигателей; I_Σ – ток ТП, т. е. суммарный ток двигателей. После записи переменных в относительных приращениях уравнения (4) в операторно-матричной форме принимают вид

$$\varepsilon_T^* = K_e \cdot v^* + A_1 \cdot i^* + B_1 \cdot i^*, \quad (5)$$

где $\varepsilon_T^*, v^*, i^*$ и i^* – столбцовые матрицы относительных приращений э.д.с. ТП, угловых скоростей двигателей, токов двигателей и ТП размерами $1 \times n$; $K_e = \text{diag}[k_{e1} \dots k_{en}]$; $A_1 = \text{diag}\left[\frac{T_{01}s + 1}{k_{01}}, \dots, \frac{T_{0n}s + 1}{k_{0n}}\right]$; $T_{0i}, i = \overline{1, n}$ – электромагнитная постоянная времени обмотки якоря i -го двигателя; $k_{0i} = \frac{1 + \delta_{ic}}{\delta_{ic}}$ – коэффициент передачи i -го двигателя; $k_{ei} = 1/(1 + \delta_{ic})$ – коэффициент передачи по противо-э.д.с. i -го двигателя; $\delta_{ic} = \Delta\omega_i/\omega_{ic}$ – относительное падение скорости i -го двигателя при его нормальной нагрузке и работе привода без главной обратной связи системы управления; $B_1 = K_0(T_0s + 1) \cdot E$; E – единичная матрица размером $n \times n$; $K_0 = \frac{R_T I_{\Sigma C}}{E_{TC}}$ – коэффициент, связывающий ТП с двигателями; $T_0 = L_T/R_T$ – постоянная времени силовой части ТП; s – оператор Лапласа.

Относительное приращение тока ТП

$$i^* = \sum_{i=1}^n k_i i_i^*, \quad (6)$$

где $i_i^* = \mu_i^*, i = \overline{1, n}$.

На основе уравнений (1), (3), (5), (6) и известных в [1–3] передаточных функций для ТП, регуляторов и датчиков, использованных в системах управления рассматриваемых приводов, можно построить их структурные схемы. Схема на рис. 1 соответствует системе

многодвигательного электропривода с одним РС и одним ТП. Структурная схема, соответствующая системе с индивидуальными РС, РТ и ТП, представлена на рис. 2. На этой схеме дополнительные связи (указаны пунктирными линиями) через усилитель $У$ служат для правильного распределения нагрузки между двигателями. Схема системы многодвигательного электропривода с одним РС и индивидуальными РТ и ТП здесь не приводится (она приведена ниже – в разделе моделирования приводов на компьютере).

На структурных схемах (рис. 1 и рис. 2), кроме вышеприведенных, имеются следующие обозначения: β_1, τ_1 и β_2, τ_2 (на рис. 1), а также β_{1i}, τ_{1i} и β_{2i}, τ_{2i} (на рис. 2) – параметры регуляторов скорости и тока; $T_{\Phi 1}$ и $T_{\Phi 2}$ – постоянные времени фильтров, установленных после датчиков скорости (ДС) и тока; k_i, k_{i1}, k_{i2} – коэффициенты передач обратных связей по токам якорей двигателей, которые при записи переменных в относительных приращениях равны $k_i = k_{DT} \cdot \alpha_{DT}$, $k_{i1} = k_{DT1} \cdot \alpha_{DT1}$ и $k_{i2} = k_{DT2} \cdot \alpha_{DT2}$; k_{DT}, k_{DT1}, k_{DT2} – коэффициенты датчиков токов якорей; $\alpha_{DT}, \alpha_{DT1}, \alpha_{DT2}$ – согласующие коэффициенты, введенные из-за записи переменных в относительных приращениях; $\alpha_{DT} = I_{DC}/U_{YC}$, I_{DC} – ток двигателя в статике.

СТРУКТУРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИСТЕМЫ МНОГОДВИГАТЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ОДНИМ РС И ОДНИМ ТП

С целью иллюстрации процесса структурных преобразований и приведения исходной многоконтурной системы к одноконтурной схеме произведем упрощения на примере электромеханической системы трехдвигательного электропривода.

Для преобразования схемы удобно применять правила направленных графов Мэсона [1, 2]. Упрощенная структурная схема силовой электромеханической системы дана на рис. 3, а. На этой схеме

$$W_{01} = \frac{v_1^*(s)}{i_1^*(s)} = \frac{W_1 \left[1 - \sum_{i=2}^6 Q_i + Q_2(Q_3 + Q_6) + Q_3(Q_5 + Q_6) + Q_4 Q_6 - Q_2 Q_3 Q_6 \right]}{Q}, \quad (7)$$

где Q_i – общие передаточные функции всех контуров механической части схемы, записанные по разомкнутому принципу, в частности,

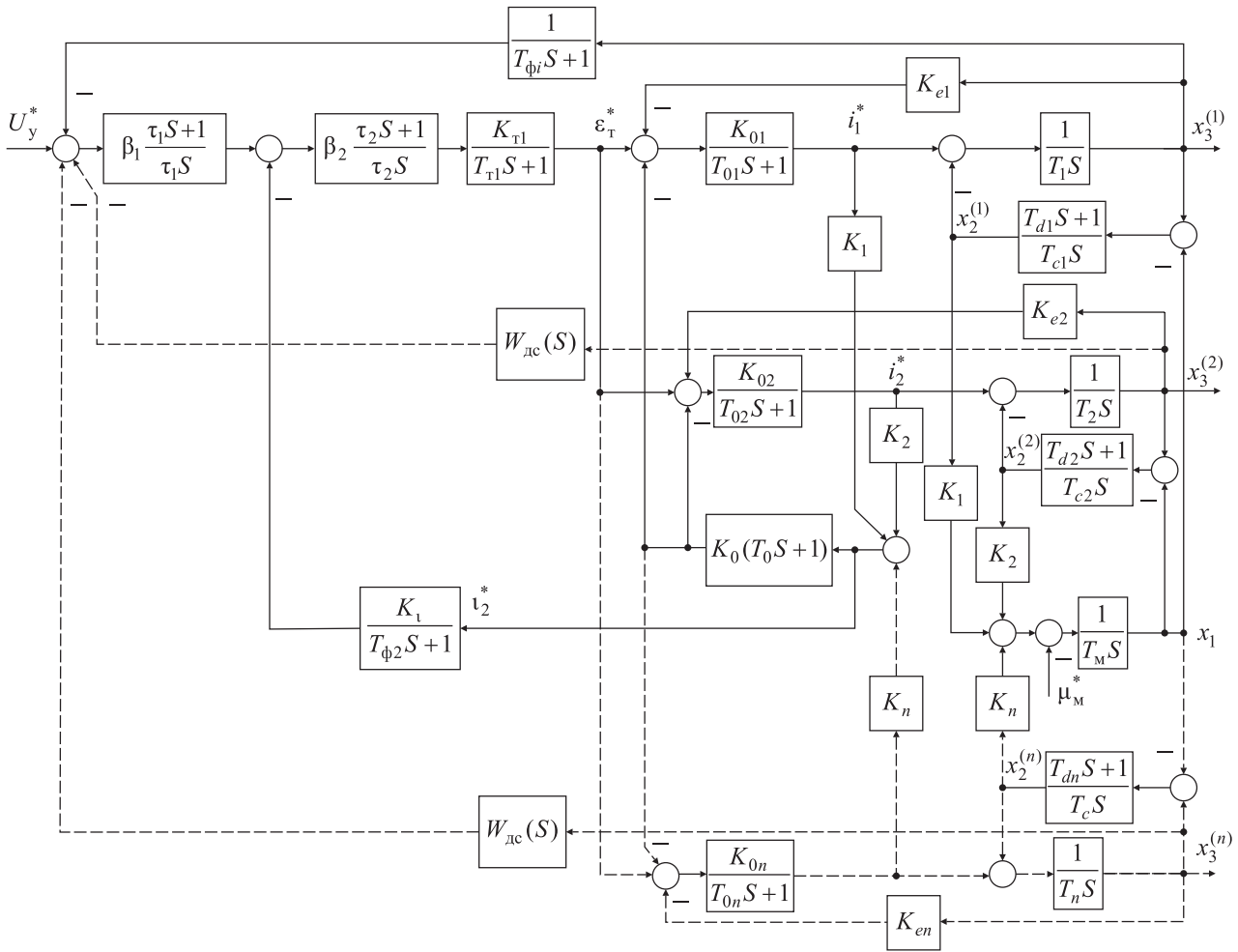


Рисунок 1 – Структурная схема многодвигательного электропривода с одним РС и одним ТП при учете упругих свойств механических передач

$$\begin{aligned}
 Q_1 &= -W_1 M_1 = \frac{T_{d1}s + 1}{T_1 T_{c1} s^2}; & Q &= 1 - \sum_{i=1}^6 Q_i + Q_1 \sum_{i=3}^6 Q_i + Q_2(Q_3 + Q_6) - \\
 Q_2 &= -K_1 H_0 M_1 = \frac{-K_1(T_{d1}s + 1)}{T_M T_{c1} s^2}; & & -Q_1(Q_3 Q_5 + Q_4 Q_6) + Q_3(Q_5 + Q_6) + Q_4 Q_6. \quad (8) \\
 Q_3 &= -W_2 M_2 = \frac{T_{d2}s + 1}{T_2 T_{c2} s^2}; \\
 Q_4 &= -K_2 H_0 M_2 = \frac{-K_2(T_{d2}s + 1)}{T_M T_{c2} s^2}; \\
 Q_5 &= -K_3 H_0 M_3 = \frac{-K_3(T_{d3}s + 1)}{T_M T_{c1} s^2}; \\
 Q_6 &= -W_3 M_3 = \frac{-T_{d3}s + 1}{T_2 T_{c3} s^2};
 \end{aligned}$$

Аналогично выражению (7) легко можно получить передаточные функции

$$W_{02} = \frac{v_2^*(s)}{i_2^*(s)} = \frac{W_2 \left[1 - \sum_{i=1, i \neq 2, 3}^6 Q_i + Q_2 Q_3 + Q_1 \sum_{i=4}^6 Q_i + Q_6(Q_2 + Q_4) - Q_1 Q_4 Q_6 \right]}{Q}; \quad (9)$$

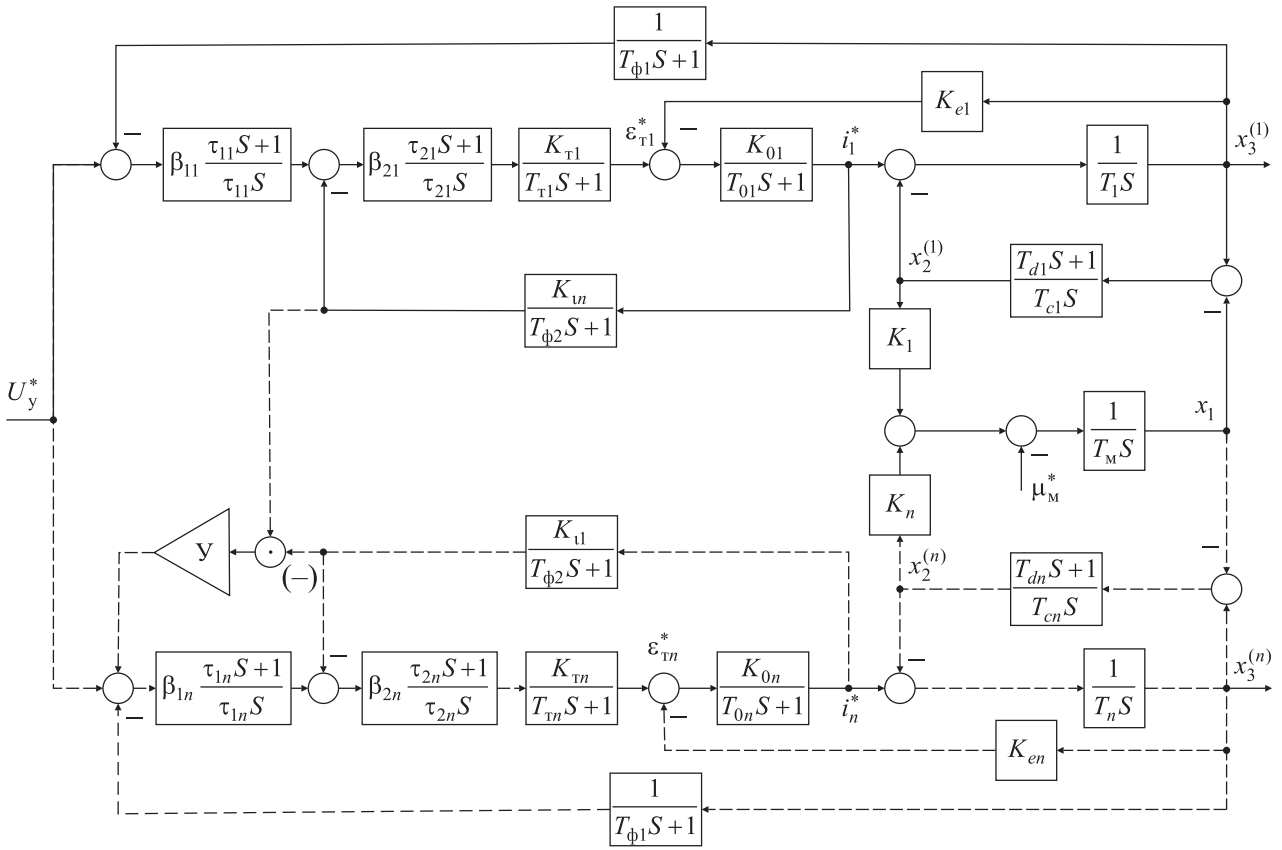


Рисунок 2 – Структурная схема многодвигательного электропривода с индивидуальными РС, РТ, ТП и ДС при учете упругих свойств механических передач

$$W_{03} = \frac{v_3^*(s)}{i_3^*(s)} = \frac{W_3 \left[1 - \sum_{i=1}^5 Q_i + Q_5(Q_1 + Q_3) + Q_1(Q_3 + Q_4) - Q_1'Q_2Q_5 \right]}{Q} \quad (10)$$

$$M_{23} = \frac{v_2^*(s)}{i_3^*(s)} = \frac{W_3 M_3 K_3 H_0 W_2 M_2 (1 - Q_1)}{Q};$$

$$M_{31} = \frac{v_3^*(s)}{i_1^*(s)} = \frac{W_1 M_1 K_1 H_0 W_3 M_3 (1 - Q_3)}{Q};$$

$$M_{32} = \frac{v_{32}^*(s)}{i_2^*(s)} = \frac{W_2 M_2 K_2 H_0 W_3 M_3 (1 - Q_1)}{Q} \quad (11)$$

На рис. 3, а также имеются перекрестные связи со следующими звеньями:

$$M_{12} = \frac{v_1^*(s)}{i_2^*(s)} = \left(\frac{W_2 M_2 K_2 H_0 W_1 M_1 (1 - Q_6)}{Q} \right);$$

$$M_{13} = \frac{v_1^*(s)}{i_3^*(s)} = \frac{W_3 M_3 K_3 H_0 W_1 M_1 (1 - Q_3)}{Q};$$

$$M_{21} = \frac{v_2^*(s)}{i_1^*(s)} = \frac{W_1 M_1 K_1 H_0 W_2 M_2 (1 - Q_6)}{Q};$$

При преобразовании силовой электрической части трехдвигательного электропривода, также как для механической части было использовано правило направленных графов. При этом внутренними обратными связями по э.д.с. двигателей пренебрегалось, так как для приводов буммашин и прокатных станов $T_0 \ll T_M$ [6, 7]. На рис. 3, а также имеются звенья, содержащие

$$N_2(s) = \frac{i_2^*(s)}{\varepsilon_T^*(s)} = \frac{N_1(s)}{1 + k_0(T_0 s + 1)N_1(s)} = \frac{a(s)}{b(s)}, \quad (12)$$

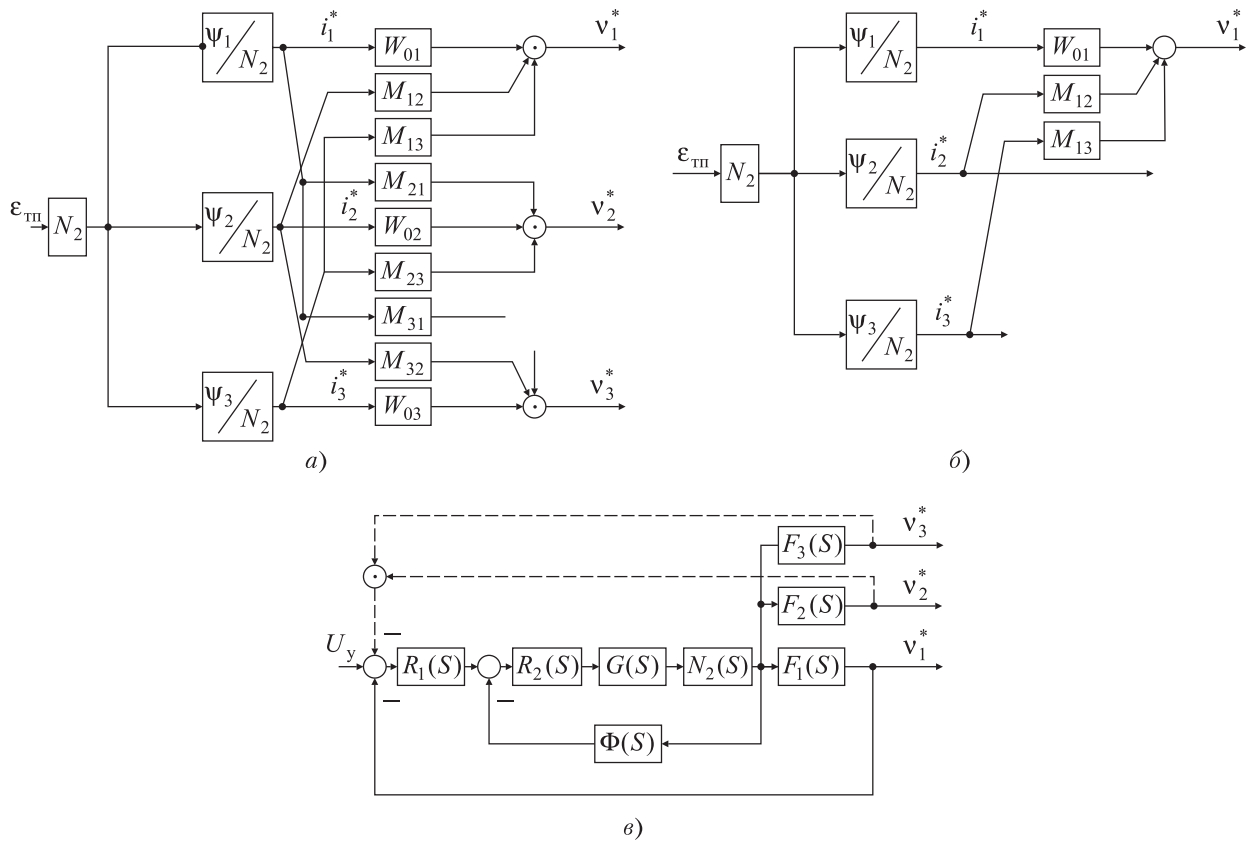


Рисунок 3 – Этапы преобразования структурной схемы силовой электромеханической системы трехдвигательного электропривода с одним РС и одним ТП:

а – исходная; б – относительно угловой скорости первого двигателя; в – окончательно упрощенная

где

$$N_1(s) = \sum_{i=1}^3 \frac{K_i K_{0i}}{T_{0i}s + 1}, \quad (13)$$

$$a(s) = \sum_{i=1}^3 K_i K_{0i} \cdot \frac{\prod_{l=1}^3 (T_{0l}s + 1)}{T_{0i}s + 1}; \quad (14)$$

$$b(s) = \prod_{i=1}^3 (T_{0i}s + 1) + K_0(T_0s + 1) \times \sum_{i=1}^3 K_i K_{0i} \cdot \frac{\prod_{l=1}^3 (T_{0l}s + 1)}{T_{0i}s + 1}. \quad (15)$$

Передаточные функции относительно токов якорей отдельных электродвигателей определяются так:

$$\Psi_i(s) = \frac{i_i^*(s)}{\varepsilon_T^*(s)} = \frac{K_{0i} \prod_{l=1}^3 (T_{0l}s + 1)}{(T_{0i}s + 1)b(s)}, \quad i = \overline{1;3}. \quad (16)$$

Так как полученная схема (рис. 3, а) является сложной многосвязанной, то для ее дальнейшего упрощения воспользуемся приемами, общеизвестными в теории МСАР. Для локализации отдельных каналов регулирования с выходными сигналами i_1^* , i_2^* и i_3^* достаточно учесть только те перекрестные связи, которые идут от соседних каналов в рассматриваемый канал, как это показано на рис. 3, б для первого двигателя (со скоростью v_1^*). Таким же путем можно локализовать и каналы регулируемых величин (v_2^* и v_3^*). После переноса точек ответвления перекрестных связей от соседних каналов в канал v_1^* и осуществления аналогичных преобразований и для других каналов (v_2^* и v_3^*), легко построить окончательно упрощенную полную структурную схему трехдвигательного привода с одним РС и одним ТП (рис. 3, в), позволяющую определить оптимальные параметры регуляторов, напр.,

с помощью логарифмических частотных характеристик. На схеме рис. 3, в имеются

$$\begin{aligned} F_1(s) &= \frac{\Psi_1 W_{01} + \Psi_2 M_{12} + \Psi_3 M_{13}}{N_2}, \\ F_2(s) &= \frac{\Psi_2 W_{02} + \Psi_1 M_{21} + \Psi_3 M_{23}}{N_2}, \\ F_3(s) &= \frac{\Psi_3 W_{03} + \Psi_2 M_{32} + \Psi_1 M_{31}}{N_2}. \end{aligned} \quad (17)$$

В современных электроприводах буммашин и прокатных станов в качестве регуляторов РС и РТ обычно используются усилители с ПИ динамической характеристикой. Настройку регулятора РТ рекомендуется производить согласно известному т. н. «модульному оптимуму». При этом, в схеме рис. 1 вместо электромагнитной постоянной времени и коэффициента передачи двигателя по прямому каналу (т. е. по моменту вращения) следует учесть соответствующие эквивалентные величины для параллельно включенных якорных цепей двигателей. При отсутствии упругих звеньев в механической системе привода регулятор скорости также можно оптимизировать согласно стандартному критерию для «симметричного оптимума».

При наличии упругих механических передач на основании многократных исследований тиристорных электроприводов установлено, что близкие к оптимальным параметры РС определяются следующими соотношениями:

$$\beta_{PC} = \beta_{PC}^*/2; \quad \tau_{PC} = 2\tau_{PC}^*, \quad (18)$$

где β_{PC}^* и τ_{PC}^* – параметры РС при «жестком» механическом вале, т. е. при стандартной настройке РС, напр. по «симметричному оптимуму». Вместе с тем, для подавления упругих колебаний и достижения максимального быстродействия электропривода можно применить корректирующие (гибкие) обратные связи по производной оценочного сигнала скорости каждого двигателя, полученного с помощью наблюдающего устройства (фильтра Калмана-Бьюси) [7]. Такой способ введения сигнала коррекции на вход РС исключает необходимость использования корректирующих цепей из $R-C$ элементов и проникновения сигналов помех к СИФУ ТП. Параметры корректирующих связей следует определить в соответствии с параметрами отдельных механических передач согласно следующим условиям:

$$W_{ki}(s) = \frac{\alpha_{ki} T_{ki} s}{T_{ki} s + 1}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (19)$$

где $\alpha_{ki} = 20 \div 30$, $T_{ki} = 1/20\omega_{Yi}$, а $\omega_{Yi} = (T_i T_{Ci})^{-1/2}$ – частоты собственных упругих колебаний отдельных электродвигателей привода.

Для подавления упругих колебаний системы привода успешно могут быть использованы также и активные фильтры, построенные на базе операционных усилителей при соответствующем выборе их коэффициентов передачи [7–9].

При использовании двигателей одинаковой мощности в качестве приводных для рабочих валов пресса, в его сложной многомассовой механической системе с одинаковыми частотами свободных упругих колебаний легко могут возникнуть резонансные процессы, представляющие собой опасность для трансмиссионных связей.

При использовании в многодвигательном приводе электродвигателей одинаковой мощности для смещения резонансных всплесков на частотных характеристиках и ограничения динамических нагрузок в трансмиссиях механической системы в [5] даны рекомендации по выбору оптимальных параметров механической части привода. Напр., для трехмассовой системы, какими представляются двухдвигательные прессы буммашин, следует ввести т. н. коэффициент динамичности со значением $C_D \leq 0,15$. Зная моменты инерции двигателей, механизма, а также допуская значение коэффициента жесткости одного соединительного вала, определим коэффициент жесткости другого механического вала с помощью следующих выражений:

$$\begin{aligned} C_D &= \frac{a_1}{a_0}; \quad a_1 = c_{12} c_{23} \sum_{i=1}^3 J_i / \prod_{i=1}^3 J_i; \\ a_0 &= c_{12} \frac{J_1 + J_3}{J_1 J_3} + c_{23} \frac{J_2 + J_3}{J_2 J_3}. \end{aligned} \quad (20)$$

Частоты собственных колебаний двигателей при соблюдении выше указанных условий будут отличаться друг от друга приблизительно вдвое, что гарантирует отсутствие резонансных явлений в трехмассовой электромеханической системе привода. При несоблюдении условий (20) и наличии $\omega_{Y1} = \omega_{Y2}$ переходные процессы в двухдвигательном электроприводе могут носить автоколебательный характер.

СТРУКТУРНО-МАТРИЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ МНОГОДВИГАТЕЛЬНОГО ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ИНДИВИДУАЛЬНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ И ТП

Для преобразования структурной схемы системы с индивидуальными регуляторами и эквивалентирования передаточных функций его отдельных сепаратных каналов относительно одного i -го канала регулирования сначала приведем уравнения движения многодвигательного упругого электропривода к следующему матричному виду:

$$\begin{cases} \overline{\mu}^* - \overline{\mu}_Y^* = Tsv^*; \\ K\overline{\mu}_Y^* - \mu_M^* = T_Msv_M^*; \\ \overline{\mu}_Y^* = L(v^* - \Lambda v_M^*), \end{cases} \quad (21)$$

где $\overline{\mu}^*$ и $\overline{\mu}_Y^*$ – соответственно матрицы-столбцы относительных приращений моментов двигателей и упругих передач, размером $n \times 1$; v^* – матрица-столбец скоростей двигателей, размером $n \times 1$; Λ – единичная матрица-столбец;

$$\begin{aligned} T &= \text{diag}[T_1, T_2, \dots, T_n]; \\ L &= \text{diag}\left[\frac{T_{d1}s+1}{T_{c1}s}, \dots, \frac{T_{dn}s+1}{T_{cn}s}\right]; \\ K &= [K_1, \dots, K_n]. \end{aligned} \quad (22)$$

Правилами теории МСАР структурная схема привода с идентичными (индивидуальными) каналами управления легко приводить к одноконтурной матрично-структурной схеме [6].

Решение (21) дает

$$v^* = (W_0 + M)\overline{\mu}^*; \quad (23)$$

$$W_0 + M = \left\{ [(T_M \cdot s)^{-1} \cdot L \cdot \Lambda \cdot K + E]^{-1} \cdot L + T \cdot s \right\}^{-1}. \quad (24)$$

Согласно теории МСАР и с учетом (21)–(24) легко определить эквивалентные передаточные функции всей остальной части системы относительно какого-либо одного i -го сепаратного регулятора РС [6]. Для трехдвигательного привода ($n = 3$) общая передаточная функция объекта управления относительно РС1

$$W_{0Y1}(s) = \frac{N_{12}N_{21}R_{12}(1+H_3R_{13}) + N_{13}N_{31}R_{13}(1+H_2R_{12})}{(1+H_2R_{12})(1+H_3R_{13})}, \quad (25)$$

где

$$\begin{aligned} H &= W_0 \cdot S = \text{diag}[H_1, H_2, H_3]; \\ N &= M \cdot S = (N_{ik})_{i, k = \overline{1;3}}, \end{aligned} \quad (26)$$

$$W_0 = \text{diag}[W_{01}, W_{02}, W_{03}]; \quad (27)$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & 0 & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & 0 \end{bmatrix}; \quad (28)$$

$$S = \frac{1}{2T_{\Sigma 2}s + 1} \cdot K_{\tau}, \quad i = \overline{1;3}, \quad (29)$$

$T_{\Sigma 2}$ – малая постоянная времени токовых контуров,

$$K_{\tau} = \text{diag}\left[\frac{1}{k_{11}}, \frac{1}{k_{12}}, \frac{1}{k_{13}}\right], \quad (30)$$

k_{1i} [– коэффициенты передач ДТ якорей двигателей, $i = \overline{1;3}$,

$$R = \text{diag}\left[\beta_{11} \frac{\tau_{11}s+1}{\tau_{11}s}, \beta_{12} \frac{\tau_{12}s+1}{\tau_{12}s}, \beta_{13} \frac{\tau_{13}s+1}{\tau_{13}s}\right], \quad (31)$$

β_{1i} и τ_{1i} , $i = \overline{1;3}$ – параметры РС; R_{12} и R_{13} – передаточные функции РС соседних каналов. Аналогично можно найти $W_{0Y2}(s)$ и $W_{0Y3}(s)$ относительно регуляторов РС2 и РС3 системы трехдвигательного электропривода.

Для двухдвигательного привода ($n = 2$) эквивалентная передаточная функция относительно РС1

$$W_{0Y1}(s) = \frac{R_{12}N_{12}N_{21}}{1 + H_2R_{12}}. \quad (32)$$

На основании проведенного анализа при настройке регуляторов РС отдельных сепаратных каналов необходимо воспользоваться следующими рекомендациями: сначала приближенно параметры всех регуляторов определим так, что сепаратные каналы можно рассматривать локально действующими, при этом механическую постоянную времени механизма примем для всех каналов одинаково распределенными с учетом коэффициента нагрузки двигателя. На втором этапе оптимизации системы параметры регуляторов РС уточняются путем связанности i -го канала со всеми остальными контурами АСР с помощью $W_{0Yi}(s)$. Сложные полиномиальные выражения (25) и (32) при этом с помощью компьютера легко разложить на множители с типовыми полиномами.

**РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ
МНОГОДВИГАТЕЛЬНЫХ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА КОМПЬЮТЕРЕ
И РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАСПРЕДЕЛЕНИЮ
НАГРУЗОК МЕЖДУ ДВИГАТЕЛЯМИ**

Исследованиями переходных процессов на компьютере систем многодвигательных электроприводов было показано, что наилучшие динамические характеристики имеет система электропривода с одним РС и индивидуальными РТ, ТП и ДС для каждого двигателя по отдельности (разработанная автором). Кривые переходных процессов системы электропривода при ступенчатом управляющем и возмущающем (набросе нагрузки) воздействиях представлены на рис. 4, а и б. Процессы в данной системе являются

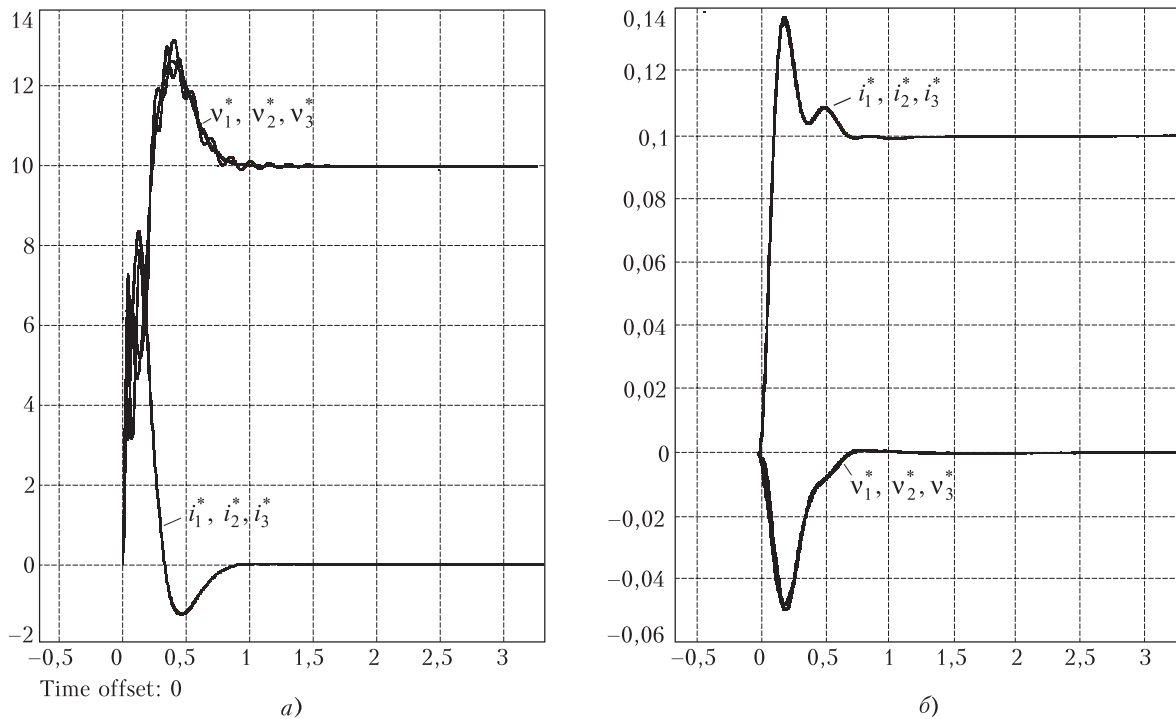


Рисунок 4 – Переходные процессы системы трехдвигательного электропривода с одним РС и индивидуальными РТ, ТП и ДС:

а – при ступенчатом управляющем воздействии; б – при набросе нагрузки

лучшими по сравнению с процессами других систем (они не приводятся из за ограниченного объема статьи). Пропорциональное распределение нагрузки в предложенной системе легко осуществить, если соблюдать условие равенства коэффициентов передачи обратных связей по токам якорей двигателей [10]

$$k_{i1} = k_{i2} = \dots = k_{in}, \quad (33)$$

т. е.

$$\frac{k_{DT1}}{k_{DT2}} = \frac{I_{D2C}}{I_{D1C}}, \frac{k_{DT2}}{k_{DT3}} = \frac{I_{D3C}}{I_{D2C}}, \dots, \frac{k_{DT(n-1)}}{k_{DTn}} = \frac{I_{DnC}}{I_{D(n-1)C}}, \quad (34)$$

где k_{DTi} – коэффициент передачи датчиков тока якорей; I_{DiC} – токи якорей двигателей в статике (базовый режим), $i = \overline{1;n}$.

Для системы электропривода с одним РС и одним ТП (рис. 1) установлено, что при большой разнице мощностей двигателей $P_{D1} > \max\{P_{D2}; P_{D3}\}$ амплитуда и частота колебаний второго и третьего двигателей (вызванные упругостями механических передач) достигают опасных для трансмиссий значений. С этой точки зрения значительным преимуществом обладает система электропривода с одним РС, ТП и ДС от каждого двигателя. Правильное распределение нагруз-

ки между двигателями в данной системе обеспечивается при соблюдении условия

$$k_{01} = k_{02} = k_{03} = \dots = k_{0n}. \quad (35)$$

В системе электропривода с индивидуальными регуляторами (рис. 2) правильное распределение нагрузки между двигателями обеспечивается введением дополнительных перекрестных связей на входах РС2, РС3, ... через усилители с коэффициентами усиления 0,05–0,07.

ВЫВОДЫ

1. Для многовалковых прессовых механизмов непрерывных технологических машин механическая модель системы многодвигательного электропривода с упругими механическими передачами можно представить в виде $(n + 1)$ -массовой схемы, где n – число двигателей привода.

2. Составлены математические модели динамики различных систем многодвигательных тиристорных электроприводов, в частности: а) системы с одним РС и одним ТП; б) системы с индивидуальными РС и ТП и в) системы с одним РС и индивидуальными ТП и ДС.

3. Получены общие передаточные функции объектов управления для трехдвигательного электропривода с одним

РС относительно отдельных выходных сигналов системы; для привода с индивидуальными контурами регулирования скоростей двигателей, как для МСАР, проведен матрично-структурный анализ и получены эквивалентные передаточные функции сепаратных каналов управления.

4. Предложены выражения и рекомендации для определения оптимальных параметров регуляторов скорости и корректоров, обеспечивающие малоколебательные и быстропротекающие переходные процессы в мощных многодвигательных системах электропривода.

5. Установлено, что в системе трехдвигательного привода с одним РС (одним ТП) и одним ДС при большой разнице мощностей двигателей $P_{D1} > \max\{P_{D2}; P_{D3}\}$ амплитуда и частота колебаний второго и третьего двигателей (вызванные упругостями механических передач) достигают опасных для трансмиссий значений. С этой точки зрения значительным преимуществом обладает система электропривода с одним РС и индивидуальными ТП и ДС (предложенная автором настоящей работы). Работоспособность такой системы в целом является наилучшей (как по быстродействию, так и по колебательности) по сравнению с другими системами электроприводов.

6. Установлено, что в системе электропривода с одним РС и индивидуальными ТП правильное распределение нагрузки обеспечивается равенством коэффициентов обратных связей по токам якорей двигателей. Для электропривода с одним РС и одним ТП достаточным условием пропорционального распределения нагрузки между двигателями является равенство коэффициентов передачи двигателей по прямым каналам; для системы электропривода с индивидуальными РС и ТП правильное распределение нагрузки между двигателями обеспечивается только лишь введением дополнительных перекрестных связей по току якорей двигателей на входе РС2, РС3 и т. д.. Определены коэффициенты передач этих связей.

УДК 681.5.09:629.7.017

А. С. Кулик, О. А. Лученко, О. И. Гавриленко

СОДЕРЖАНИЕ ЗАДАЧ ПО ОБЕСПЕЧЕНИЮ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ, РЕШАЕМЫХ В ПРОЦЕССЕ РАЗРАБОТКИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ УГЛОВЫМ ДВИЖЕНИЕМ КОСМИЧЕСКОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

В данной статье предложены методы оценки показателя уровня отказоустойчивости системы управления по результатам испытаний ее компонентов, учитывающие ее функциональные и технические характеристики.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. – С-Пб.: Энергоатомиздат, 1992.
2. Leonhard W. Control of Electrical Drives. – Berlin, Springer-Verlag, 1985.
3. Иванов Г. М. и др. Автоматизированный многодвигательный электропривод постоянного тока. – М.: Энергия, 1978.
4. Пановко Я. Г. Введение в теорию механических колебаний. – М.: Наука, 1991.
5. Адамия Р. Ш. Динамика машин. – Тбилиси, Наука, 1999.
6. Дочвири Д. Н. Многодвигательный автоматизированный электропривод с упругими связями // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2002. – № 1, – С. 114–119.
7. Дочвири Д. Н. Оптимизация динамики тиристорного электропривода с упругим звеном по критериям Калмана-Фробеньюса // Электротехника. – 2004. – № 5. – С. 6–13.
8. Dochviri J. Optimization of Dynamics of Electromechanical Drive with Modal Control // Bull. Georg. Acad. Sci. – 2002. – V. 165(3), – Pp. 537–539.
9. Dochviri J. A Corrector of Elastic Electrical Drive on the Base Operational Amplifiers // Bull. Georg. Acad. Sci. – 2002. – V. 165(2), – Pp. 82–85.
10. Dochviri J., Mchedlishvili T. Quickacting Thyristor DC Electrical Drive with Regulation of Motors Flow Excitement // Bull. Georg. Acad. Sci. – 2004. – V. 169(2). – Pp. 334–337.

Надійшла 30.08.04
Після доробки 16.05.05

У роботі складено математичні моделі різних систем керування багатодвигунними тиристорними електроприводами. Вивчені перехідні процеси. Розроблено рекомендації по настроюванню регуляторів з урахуванням пружних властивостей механічних передач. Встановлені умови, які забезпечують пропорційний розподіл навантаження між двигунами.

In the work the mathematical models of various control systems of the multimotor thyristor electrical drives are constructed. The transient processes are investigated. The recommendations for build of regulators by taking into consideration elasticities of the mechanical shafts are elaborated. The conditions which ensure proportional distribution of a loading between the motors are established.

Основной задачей разработки программы обеспечения отказоустойчивости системы управления угловым движением космического летательного аппарата (СУУД КЛА) является определение обоснованного

перечня работ и мероприятий, проводимых на всех стадиях жизненного цикла изделия [1, 2, 5]. Очевидно, конкретное содержание работ по обеспечению отказоустойчивости должно быть адекватно текущему уровню неопределенности решаемой задачи. Таким образом, объем и глубина проработок по обеспечению отказоустойчивости будут различными на различных этапах создания СУУД КЛА. Основные этапы и перечни работ, выполняемых на каждом из них, представлены на рисунке 1. Как видно из схемы, на всех этапах разработки СУУД КЛА необходимо учитывать взаимосвязь характеристик опытной отработки с параметрами проектируемого изделия [1, 2, 5]. На этапе разработки технического задания проводится анализ эффективности всего комплекса средств, предназначенных для выполнения поставленной задачи. На этапе технических предложений проводится анализ отказоустойчивости компоновочных схем. С точки зрения опытной отработки различные опытные решения будут отличаться различным количеством блоков СУУД КЛА, их стоимостью, степенью унификации и отработанности. Причем ввиду отсутствия на этом этапе подробной информации о системах, входящих в состав СУУД КЛА, взаимосвязь массовых, стоимостных характеристик и характеристик отказоустойчивости изделия может быть прослежена только приближенно.

Уточнения указанных характеристик становится возможным только на стадии проектирования систем и агрегатов, т. е. на этапах эскизного проектирования, разработки технического проекта и рабочей документации. Заметим, что на этих этапах уже начинается экспериментальное обеспечение отказоустойчивости: проводятся отдельные исследовательские испытания на моделях и лабораторных установках. Для решения задач, рассмотренных выше, требуется уметь прогнозировать изменение характеристик отказоустойчивости СУУД КЛА на различных этапах экспериментальной отработки.

На этапе автономной отработки достижение требуемых уровней отказоустойчивости СУУД КЛА обеспечивается путем проведения испытаний для различных режимов функционирования системы, заданных в ТЗ, и устранении причин отказов в результате проведения доработок.

Опыт создания СУУД КЛА показывает, что в результате правильно спланированной автономной отработки агрегатов возможно сократить общий объем конструкторско-испытательных испытаний изделия. При этом, несмотря на то, что для автономных испытаний отдельных подсистем СУУД КЛА требуется иметь специальную стендовую базу, наличие этапа автономной отработки экономически оправдано. Однако при проведении испытаний отдельных подсистем их функционирование протекает независимо от работы других подсистем. Оценить взаимодействие отдельных подсистем СУУД КЛА возможно только при проведении совместных испытаний.

Поэтому после отработки отдельных подсистем СУУД КЛА проводят комплексные испытания с целью устранения возможных источников отказа, обусловленных появлением связей между отдельными подсистемами, работающими совместно.

Как правило, переход к комплексным испытаниям совершается после проведения запланированного объема автономной отработки. Момент этого перехода должен обосновываться с точки зрения эффективности комплекса автономных и совместных испытаний и особенностей подсистем и изделия в целом.

Автономные испытания позволяют обнаружить и устранить ряд источников отказа, выявление которых значительно дороже на последующих этапах отработки. Однако при таком подходе увеличиваются общие сроки испытаний, что нежелательно. Компромиссное решение может быть достигнуто при такой организации испытаний, когда отдельные этапы отработки проводятся не последовательно друг за другом, а со смещением во времени. Причем испытания на более высоком иерархическом уровне целесообразно проводить при тех сочетаниях факторов, которые уже проверены на предшествующем этапе. Такой принцип построения испытаний позволяет сократить сроки отработки, выявить и доработать слабые места системы при более дешевых автономных испытаниях узлов и агрегатов. Комплексные испытания проводятся, как правило, не для всего изделия сразу, а поэтапно путем последовательной отработки источников отказа в порядке укрупнения объекта испытаний.

ОЦЕНКА ПОКАЗАТЕЛЯ УРОВНЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ИСПЫТАНИЙ ЕЕ КОМПОНЕНТОВ

В ряде случаев проведение испытания системы целиком оказывается затруднительным либо требует больших материальных затрат. В то же время имеется возможность экспериментальной обработки отдельных независимых подсистем, входящих в состав системы управления. В связи с этим возникает задача оценки показателя уровня отказоустойчивости системы в целом при известных результатах испытаний ее отдельных элементов. В этом случае показатель уровня отказоустойчивости системы можно записать так:

$$L = \prod_{i=1}^l L_i, \quad (1)$$

где L_i – показатель уровня отказоустойчивости i -го элемента системы; l – число элементов, входящих в состав системы.

При решении задачи будем предполагать известными оценки показателей уровня отказоустойчивости отдельных элементов системы, полученные по результатам их испытаний: \underline{L}_i – нижняя граница доверитель-

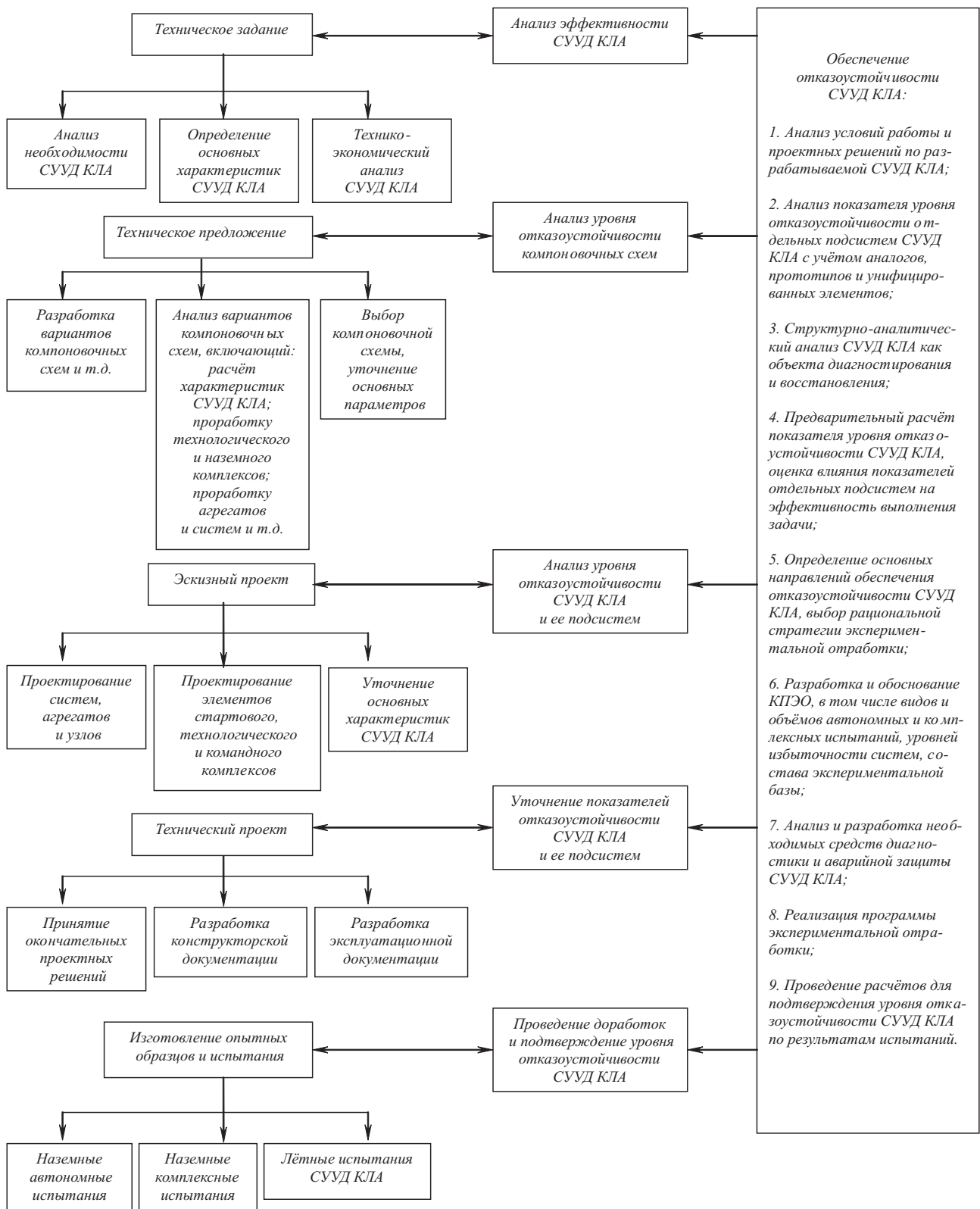


Рисунок 1 – Содержание задач по обеспечению отказоустойчивости, решаемых в процессе создания СУУД КЛА

ного интервала уровня отказоустойчивости i -го элемента, соответствующая принятому уровню доверия γ ; \hat{L}_i – точечная оценка показателя уровня отказоустойчивости i -го элемента. Тогда, согласно (1), точечная оценка уровня отказоустойчивости всей системы

$$\hat{L} = \prod_{i=1}^l \hat{L}_i. \quad (2)$$

Очевидно, определение нижней границы показателя уровня отказоустойчивости системы по аналогичному соотношению

$$\underline{L} = \prod_{i=1}^l \underline{L}_i \quad (3)$$

будет слишком грубым, так как совместное попадание показателей уровней отказоустойчивости всех элементов на нижнюю границу их доверительных интервалов очень маловероятно. Поэтому использование соотношения (3) может привести к слишком малым значениям \underline{L} . Более точный результат основывается на использовании приближенного соотношения

$$\underline{L} \cong \hat{L} - t_\gamma \sigma_{\hat{L}}, \quad (4)$$

где t_γ – коэффициент, соответствующий принятому уровню доверия γ ; $\sigma_{\hat{L}}$ – среднеквадратичное отклонение точечной оценки.

Для конкретизации соотношения необходимо найти выражения для $\sigma_{\hat{L}}$. Среднеквадратическое отклонение для функции (2) может быть получено методом линеаризации

$$\hat{L} \cong \sqrt{\sum_{i=1}^l \left(\frac{\partial \hat{L}}{\partial \hat{L}_i} \right)^2} D_{\hat{L}_i} \cong \hat{L} \sqrt{\sum_{i=1}^l \left(\frac{1}{\hat{L}_i} \right)^2} \sigma_{\hat{L}_i}^2. \quad (5)$$

Для нахождения $\sigma_{\hat{L}_i}$ воспользуемся соотношением (4) применительно к i -му элементу

$$\underline{L}_i \cong \hat{L}_i - t_\gamma \sigma_{\hat{L}_i}. \quad (6)$$

Отсюда

$$\sigma_{\hat{L}_i} = (\hat{L}_i - \underline{L}_i) / t_\gamma. \quad (7)$$

Подставляя (7) в выражение (6), получим

$$\sigma_{\hat{L}} \cong \hat{L} \frac{1}{t_\gamma} \sqrt{\sum_{i=1}^l \left(1 - \frac{\underline{L}_i}{\hat{L}_i} \right)^2}. \quad (8)$$

С учетом (8) соотношение (4) примет вид

$$L \cong \hat{L} \left[1 - \sqrt{\sum_{i=1}^l \left(1 - \frac{\underline{L}_i}{\hat{L}_i} \right)^2} \right]. \quad (9)$$

Соотношение (9) позволяет достаточно просто оценивать \underline{L} системы по известным \underline{L}_i и L_i . Более строгие оценки нижней границы показателя уровня отказоустойчивости системы управления можно получить, воспользовавшись общими методами интервального оценивания функции от многих параметров, рассмотренными в работах [3].

ОБОСНОВАНИЕ ПРОГРАММЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ОТРАБОТКИ

Оценка показателей (параметров) отказоустойчивости в процессе экспериментальной отработки. Рассмотрим вопросы прогнозирования изменения отказоустойчивости СУУД КЛА. Большинство существующих методов прогнозирования параметров опытной отработки основывается на использовании статистических закономерностей появления отказов технических устройств. Однако полученные статистические оценки оказываются слабо связанными с физическими параметрами конкретных проектируемых изделий. При таком подходе оценки показателей отказоустойчивости являются недостаточно достоверными. Предлагаемые в работе методы строятся на основе детального рассмотрения модели функционирования реального объекта при минимуме априорных предположений относительно вероятностных свойств этого объекта. В этом случае для каждого из измеряемых параметров на основе анализа функционирования изделия можно определить области допустимых значений, соответствующие безотказной работе устройства. Тогда условие работоспособности будет определяться принадлежностью параметра допустимой области. В дальнейшем условие работоспособности по каждому из параметров представим в виде неравенства $\eta > 1$, где $\eta = x_{\text{доп}} / x_{\text{д}}$ – коэффициент запаса по рассматриваемому параметру; $x_{\text{д}}$, $x_{\text{доп}}$ – соответственно действующее и допустимое значения параметра.

Оценим математическое ожидание коэффициента запаса и среднеквадратическое отклонение коэффициента запаса. Для оценки m_η и σ_η воспользуемся методом линеаризации. Разлагая функцию η в ряд Тейлора в окрестности математического ожидания аргументов и ограничиваясь линейными членами, получим

$$m_\eta = \frac{m_{x_{\text{доп}}}}{m_{x_{\text{д}}}}; \quad \sigma_\eta = \sqrt{\left(\frac{\delta \eta}{\delta x_{\text{доп}}} \right)^2 \sigma_{x_{\text{доп}}}^2 + \left(\frac{\delta \eta}{\delta x_{\text{д}}} \right)^2 \sigma_{x_{\text{д}}}^2}, \quad (10)$$

где $m_{x_{\text{доп}}}$, $m_{x_{\text{д}}}$, $\sigma_{x_{\text{доп}}}$, $\sigma_{x_{\text{д}}}$ – соответственно математические ожидания и среднеквадратические отклонения допустимых и действующих значений параметров.

После преобразований выражение для σ_{η} представим в виде

$$\sigma_{\eta} = m_{\eta} \sqrt{k_v^2(x_{\text{доп}}) + k_v^2(x_{\text{д}})}, \quad (11)$$

где $k_v(x_{\text{доп}}) = \sigma_{x_{\text{доп}}} / m_{x_{\text{доп}}}$, $k_v(x_{\text{д}}) = \sigma_{x_{\text{д}}} / m_{x_{\text{д}}}$ – соответственно коэффициенты вариации допустимых и действующих значений параметров.

При проведении анализа будем считать известными значения коэффициентов вариации по каждому из рассматриваемых параметров. Величину коэффициента запаса будем оценивать по результатам проведения испытаний. В дальнейшем будем предполагать, что в процессе каждого i -го испытания производится измерение действующих $x_{\text{д}i}$ и допустимых $x_{\text{доп}i}$ значений параметров. По результатам измерений можно рассчитать значения коэффициентов запаса

$$\eta_i = \frac{x_{\text{доп}i}}{x_{\text{д}i}}. \quad (12)$$

Таким образом, после проведения n испытаний для каждого параметра получим выборку значений $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n$. По выборке значений η_i , используя известные методы математической статистики, найдем оценку математического ожидания коэффициента запаса

$$\hat{m}_{\eta} = \sum_{i=1}^n \eta_i / n. \quad (13)$$

Среднеквадратичное отклонение оценки может быть рассчитано по соотношению

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{m}_{\eta}} &= \sigma_{\eta} / \sqrt{n} = m_{\eta} \sqrt{k_v^2(x_{\text{доп}}) + k_v^2(x_{\text{д}})} / \sqrt{n} \cong \\ &\cong \hat{m}_{\eta} \sqrt{k_v^2(x_{\text{доп}}) + k_v^2(x_{\text{д}})} / \sqrt{n}. \end{aligned} \quad (14)$$

Очевидно, величина \hat{m}_{η} случайная. Поэтому для получения гарантированного результата необходимо перейти к интервальной оценке. С этой целью определим односторонние верхние и нижние границы показателя уровня отказоустойчивости. Верхняя граница доверительного интервала \bar{L} определяется парой $L < \bar{L}, \gamma$, где γ – уровень доверия. Рассматриваемая пара показывает, что с уровнем доверия γ истинное значение показателя уровня отказоустойчивости лежит правее нижней границы \underline{L} . Тогда если $L_{\text{зад}} < \underline{L}$, то испытания следует прекратить, так как с уровнем доверия γ истинное значение показателя уровня отказоустойчивости будет больше \underline{L} , а следовательно, и $L_{\text{зад}}$. Если $L_{\text{зад}} > \underline{L}$, то следует проводить доработку, т. к. истинное значение показателя уровня отказоус-

тойчивости с уровнем доверия γ будет меньше \bar{L} , а следовательно, и $L_{\text{зад}}$. Если $L_{\text{зад}}$ лежит внутри интервала (\underline{L}, \bar{L}) , то истинное значение показателя уровня отказоустойчивости может быть как больше, так и меньше $L_{\text{зад}}$ и никакого заключения сделать нельзя, т. е. испытания необходимо продолжать.

Границы доверительного интервала по η можно приближенно представить в виде

$$\bar{\eta} = \hat{m}_{\eta} + t_{\gamma} \sigma_{\hat{m}_{\eta}}; \quad \underline{\eta} = \hat{m}_{\eta} - t_{\gamma} \sigma_{\hat{m}_{\eta}}, \quad (15)$$

где t_{γ} – квантиль, соответствующий принятому уровню доверия γ . С учетом соотношения (14) получим

$$\bar{\eta} = \hat{m}_{\eta} \left\{ 1 + \frac{t_{\gamma}}{\sqrt{n}} \sqrt{k_v^2(x_{\text{доп}}) + k_v^2(x_{\text{д}})} \right\}; \quad (16)$$

$$\underline{\eta} = \hat{m}_{\eta} \left\{ 1 - \frac{t_{\gamma}}{\sqrt{n}} \sqrt{k_v^2(x_{\text{доп}}) + k_v^2(x_{\text{д}})} \right\}. \quad (17)$$

Приравнивая выражения для верхней и нижней границ заданному значению коэффициента запаса и разрешая полученные соотношения относительно m_{η} , получим выражение для верхней и нижней граничных кривых, определяющих области отработки системы управления

$$\eta_{\text{гр}} = \frac{\eta_{\text{зад}}}{1 \pm \frac{t_{\gamma}}{\sqrt{n}} \sqrt{k_v^2(x_{\text{доп}}) + k_v^2(x_{\text{д}})}}. \quad (18)$$

Граничные кривые разбивают все пространство значений \hat{m}_{η}, n на три области: область подтверждения уровня отказоустойчивости, область продолжения испытаний и область доработок. Для построения кривых $\hat{m}_{\eta}(n)$ значения \hat{m}_{η} должны рассчитываться после проведения каждого испытания. Пересечение кривых $\hat{m}_{\eta}(n)$ с границами определяет момент окончания испытаний.

При заданном уровне отказоустойчивости и известных коэффициентах запаса по каждому параметру можно оценить объем испытаний, необходимый для отработки изделия. Если уровень отказоустойчивости, коэффициенты запаса и объем отработки заданы, то можно определить параметры, нуждающиеся в доработке. Это те параметры, которые остаются в зоне продолжения испытаний после проведения заданного объема отработки. Наконец, если заданы уровень отказоустойчивости и зафиксирован объем отработки, то можно оценить требуемый уровень введения избыточности по всем оцениваемым факторам с учетом ограничений на массовые и другие характеристики изделия.

Экономические модели, используемые при решении задач обеспечения отказоустойчивости СУУД КЛА. В общем случае стоимость проектирования

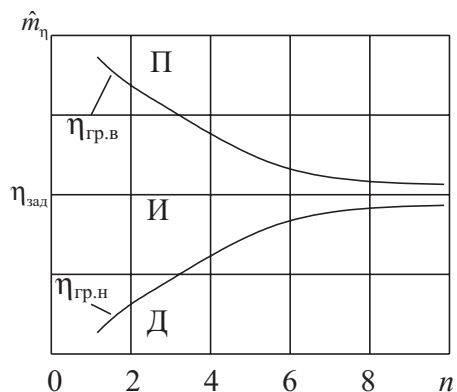


Рисунок 2 – Области отработки по i -му параметру:

П – область подтверждения уровня отказоустойчивости; И – область продолжения испытаний; Д – область проведения доработок

СУУД КЛА складывается из стоимости обеспечения испытаний и стоимости собственно СУУД КЛА. Остановимся более подробно на оценке стоимости СУУД КЛА. Последняя определяется суммой стоимостей всех подсистем, входящих в состав системы.

Таким образом, выражение для стоимости проектирования СУУД КЛА можно представить в виде

$$C_{\Sigma} = C_{\text{СУУД КЛА}} + \sum_{k=1}^l C_{\text{отрк}k} + C_{\text{сов.отрк}} + C_0, \quad (19)$$

где $C_{\text{СУУД КЛА}}$ – стоимость подсистем СУУД КЛА; $C_{\text{отрк}k}$ – стоимость отработки k -й системы; $C_{\text{сов.отрк}}$ – стоимость проведения совместной отработки; C_0 – затраты на проведение проектно-конструкторских работ и другие расходы. В свою очередь, величину $C_{\text{СУУД КЛА}}$ можно представить как сумму стоимостей отдельных систем

$$C_{\text{СУУД КЛА}} = \sum_{k=1}^l C_k, \quad (20)$$

где C_k – стоимость k -й подсистемы; l – число подсистем. Очевидно, стоимость k -й подсистемы будет определяться стоимостью ее изготовления. С учетом введения избыточности на этапе обеспечения отказоустойчивости стоимость изготовления можно представить в виде

$$C_{\text{изг}k} = C_{0k}\varphi(\omega_k), \quad (21)$$

где C_{0k} – стоимость изготовления подсистемы без введения избыточности; ω_k – кратность введения избыточности в k -ю подсистему. Функция $\varphi(\omega_k)$ учитывает увеличение стоимости, вызванное введением избыточности. В общем случае кроме увеличения стоимости изготовления при введении избыточности необходимо учитывать увеличение затрат на эксплуатацию и введе-

ние диагностических и переключающих устройств. Кроме того, составляющая стоимости C_k должна учитывать изменение массовой отдачи СУУД КЛА при изменении масс отдельных подсистем, т. е.

$$C_k = C_{\text{изг}k} + \delta C_k, \quad (22)$$

где δC_k – вариация стоимости (включая эксплуатацию), обусловленная изменением массовых соотношений СУУД КЛА. Для оценки δC_k воспользуемся соотношением

$$\delta C_k = \alpha_0 \delta M_0, \quad (23)$$

где α_0 – стоимость единицы начальной массы СУУД КЛА; δM_0 – изменение начальной массы СУУД КЛА, вызванное изменением массы k -й подсистемы δM_k . Очевидно,

$$\delta M_0 = \frac{\partial M_0}{\partial M_k} \delta M_k, \quad (24)$$

где $\partial M_0 / \partial M_k$ – производная начальной массы СУУД КЛА по массе k -й системы; δM_k – вариация массы k -й подсистемы.

Значение $\partial M_0 / \partial M_k$ может быть оценено по методике, представленной в работе [4]. Величина производной является функцией основных проектных параметров изделия и, следовательно, может быть рассчитана на рассматриваемой стадии проектирования. Изменение массы k -й подсистемы, вызванное введением избыточности, может быть представлено в виде

$$\delta M_{0k} = M_{0k}\varphi(\omega_k) - M_{0k} = M_{0k}[\varphi(\omega_k) - 1], \quad (25)$$

где M_{0k} – масса k -й подсистемы без вводимой избыточности. Подставляя выражения (24), (25) в формулу (23), получим

$$\delta C_k = -\alpha_0 \left(\frac{\partial M_0}{\partial M_k} \right) M_{0k} [\varphi(\omega_k) - 1]. \quad (26)$$

С учетом (26) соотношение (22) примет вид

$$C_k = C_{0k}\varphi(\omega_k) - \alpha_0 \left(\frac{\partial M_0}{\partial M_k} \right) M_{0k} [\varphi(\omega_k) - 1] = v_k \varphi(\omega_k) + \gamma_k, \quad (27)$$

где $v_k = C_{0k} - \gamma_k$, $\gamma_k = \alpha_0 \left(\frac{\partial M_0}{\partial M_k} \right) M_{0k}$.

Для определения целесообразности введения избыточности в подсистему необходимо оценить влияние параметров избыточности подсистем на их уровень отказоустойчивости, с одной стороны, и на материальные затраты, с другой стороны. Решение этой задачи требует знания вида функциональной связи $\varphi(\omega)$ между стоимостью систем и кратностью введенной избыточности ω . Вид функции $\varphi(\omega)$ определяется в зависи-

мости от характера вводимой избыточности и типа подсистемы. Очевидно, каждому значению ω можно поставить в соответствие определенную стоимость подсистемы C_ω . Знание функциональной зависимости $C_\omega = \Phi(\omega)$ позволяет найти искомое значение функции $\phi(\omega) = C_\omega / C_0$.

Учет взаимосвязи характеристик экспериментальной обработки с проектными параметрами СУУД КЛА. Результаты, полученные выше, позволяют конкретизировать мероприятия, направленные на обеспечение отказоустойчивости СУУД КЛА на различных этапах ее разработки. Очевидно, реализация этих мероприятий будет затрагивать также и проектные вопросы. Таким образом, выбор проектных параметров СУУД КЛА и обоснование характеристик ее экспериментальной обработки оказываются взаимосвязанными. Эта взаимосвязь выражается в том, что критериальная функция, используемая при решении проектной задачи, содержит параметры, являющиеся выходными при решении задачи планирования экспериментальной обработки, и наоборот. Действительно, выражение для критерия принятия проектных решений параметрически зависит от безразмерных относительных масс отсеков конструкции СУУД КЛА и удельных масс исполнительных устройств СУУД КЛА [3].

В свою очередь, величины относительных масс отсеков КЛА будут определяться уровнем резервирования элементов СУУД КЛА. Кроме того, введение резервирования исполнительных устройств будет сказываться также на энергетических характеристиках СУУД КЛА.

Таким образом, выражение для критериальной функции будет параметрически зависеть от кратности введения избыточности: $K_{пр} = F_{пр}(\omega_i, \bar{P}_1)$, где ω_i – кратность введения избыточности i -й системы СУУД КЛА, \bar{P}_1 – параметры, не зависящие от реализации мероприятий по обеспечению отказоустойчивости СУУД КЛА.

При решении вопросов экспериментальной отработки критериальная функция будет зависеть от массово-энергетических параметров СУУД КЛА и особенностей его компоновочной схемы. В качестве критерия оптимизации при планировании экспериментальной отработки СУУД КЛА могут рассматриваться суммарные затраты на выполнение программы запуска, а именно,

$$C_\Sigma = C_{\text{КЛА}} + C_{\text{ОЭ}} + C_{\text{обесп.пусков}} + C_{\text{П}} + C_0, \quad (28)$$

где $C_{\text{КЛА}}$ – затраты на производство космического летательного аппарата; $C_{\text{ОЭ}}$ – стоимость проведения экспериментальной отработки; $C_{\text{обесп.пусков}}$ – стоимость обеспечения пуска; $C_{\text{П}}$ – затраты, связанные с потерей КЛА; C_0 – прочие расходы.

При расчете стоимости КЛА необходимо учитывать изменение затрат, обусловленное введением избы-

точности в системы КЛА. Оценка стоимости отдельных систем аппарата проводится по аппроксимационным зависимостям, связывающим затраты на производство систем с их массово-энергетическими характеристиками. Поэтому выражение для критериальной функции можно представить в виде

$$C_\Sigma = F_{\text{ЭО}}(m_{\text{кор}}, m_{\text{СУ}}, \bar{\Phi}, \bar{P}_2), \quad (29)$$

где $m_{\text{кор}}$, $m_{\text{СУ}}$ – массовые характеристики соответственно конструкции корпуса аппарата, системы управления; \bar{P}_2 – группа параметров, не зависящая от конкретных особенностей проектируемого изделия. В состав вектора $\bar{\Phi}$ входят факторы, отражающие взаимосвязь характеристик опытной отработки аппарата с принимаемыми проектно-конструкторскими решениями. К таким факторам, в частности, относится степень использования унифицированных систем в составе СУУД КЛА, не требующих проведения отдельных этапов экспериментальной отработки; степень новизны принимаемых проектных решений, определяющая объем факторов, анализируемых в процессе экспериментальной отработки; особенно компоновочных решений (в частности, размеры и форма аппарата), определяющие возможности использования уже существующего стендового оборудования; типы систем, предлагаемых к использованию в составе СУУД КЛА, знание которых позволяет определить перечень параметров, используемых в процессе испытаний систем, и оценить их коэффициенты вариации и т. д.

Таким образом, при проведении технико-экономического анализа различных вариантов проектно-конструкторских решений СУУД КЛА целесообразно использовать метод декомпозиции, позволяющий расчленить общую задачу на две самостоятельные с последующим согласованием результатов.

Решение проектной задачи начинается с обоснования исходных данных. К ним относятся статистические данные по безразмерным относительным массам отсеков конструкции и агрегатов СУУД КЛА, соответствующие прогнозируемым уровням избыточности систем. Знание исходных данных и вида критериальной функции позволяет решить задачу выбора оптимальных проектных параметров СУУД КЛА по традиционной методике [3].

По основным проектным параметрам вычисляются энергетические и массовые характеристики СУУД КЛА, знание которых позволяет перейти к проработке компоновочной схемы СУУД КЛА. Принятие конкретного компоновочного решения позволяет уточнить массовые характеристики СУУД КЛА путем учета геометрии отсеков, характера их нагружения и характеристик конкретных подсистем, соответствующих принятой компоновке.

Уточненные массовые характеристики используются для корректировки безразмерных конструктивных параметров, принимаемых ранее по статистическим данным. Если согласование уточненных массовых характеристик и полученных ранее превышает заданные требования по точности, проводится новый цикл вычислений проектных параметров, соответствующий уточненным исходным данным. Итерационный цикл вычислений завершается при достижении заданной точности вычислений.

Результаты вычислений, полученные при решении проектной задачи, используются для определения исходных данных, необходимых для обоснования характеристик экспериментальной отработки СУУД КЛА и ее подсистем. Вначале проводится оценка стоимостных затрат по известным массовым характеристикам систем. При проведении сравнительного анализа различных проектных вариантов расчет стоимостных характеристик можно проводить в линейном приближении $C_l = m_l C_1$, где m_l – масса l -й системы; C_1 – удельная стоимость единицы массы l -й системы. Оценки стоимости по отдельным подсистемам используются для определения материальных затрат на различных этапах испытаний.

Затем решается задача нормирования показателя отказоустойчивости и оптимизации основных характеристик экспериментальной отработки СУУД КЛА. Она заключается в обеспечении оптимальных характеристик отказоустойчивости СУУД КЛА при условии удовлетворения требуемых показателей эффективности с минимальными затратами.

Полученные результаты используются для уточнения выражения критериальной функции, рассматриваемой при решении проектной задачи. В частности, проводится коррекция массовых характеристик подсистем.

После уточнения массово-энергетических соотношений и корректировки параметров критериальной функции проводится повторный цикл расчетов по описанному алгоритму.

Расчеты по внешнему циклу продолжаются до удовлетворения требуемой точности решения задачи планирования экспериментальной отработки СУУД КЛА. После завершения итерационного процесса вычисляют

суммарные затраты. Полученные стоимостные оценки в дальнейшем используются для проведения технико-экономического анализа альтернативных вариантов проведения проектно-конструкторских решений.

ВЫВОДЫ

В данной статье представлены результаты, полученные для оценки экспериментальной отработки системы управления угловым движением космического летательного аппарата. Приведены модели оценки показателя уровня отказоустойчивости системы управления по результатам испытаний ее компонентов и в процессе экспериментальной отработки. Приведены результаты учета взаимосвязи характеристик экспериментальной отработки с проектными параметрами СУУД КЛА, а также экономические модели, используемые при решении задач обеспечения отказоустойчивости СУУД КЛА.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Кулик А. С., Гавриленко О. И., Лученко О. А. Испытания отказоустойчивой системы управления КЛА // Міжнар. наук.-техн. конф. «ІКТМ-2004». – Х.: ХАІ, 2004. – С. 158.
2. 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.
3. Судаков Р. С. Избыточность и объем испытаний технических систем и их элементов. – М.: Знание, 1980. – 60 с.
4. Тескин О. И. Оценка надежности систем на этапе экспериментальной отработки. – М.: Знание, 1981. – 29 с.
5. Гавриленко О. И. Компьютерная технология проектирования интеллектуальной системы управления беспилотным летательным аппаратом // Труды Национального аэрокосмического университета им. Н. Е. Жуковского «ХАИ». Выпуск 25. – Харьков: Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», 2001. – С. 261–267.

Надійшла 20.10.04
Після доробки 11.05.05

У даній статті запропоновано методи оцінки показника рівня відмовостійкості системи керування за результатами іспитів її компонентів, що враховують її функціональні і технічні характеристики.

It is offered the methods of a fault tolerance parameter level estimation of a control system by results of tests of its components, which allows taking into account its functional and technical characteristics.

АВТОРЫ НОМЕРА

Авраменко Валерий Павлович

доктор технических наук, профессор
Харьковского национального университета радиоэлектроники

Алипов Илья Николаевич

кандидат технических наук, доцент
Харьковского национального университета радиоэлектроники

Алипов Николай Васильевич

доктор технических наук, профессор
Харьковского национального университета радиоэлектроники

Андросова Александра Александровна

аспирант Донецкого государственного института искусственного интеллекта

Баранов Сергей Сергеевич

аспирант научно-производственного объединения «Киевский институт автоматки»

Безрук Валерий Михайлович

доктор технических наук, профессор
Харьковского национального университета радиоэлектроники

Бодянский Евгений Владимирович

доктор технических наук, профессор
Харьковского национального университета радиоэлектроники

Борулько Валентин Федорович

кандидат физико-математических наук,
старший научный сотрудник Днепропетровского национального университета

Вершина Александр Иванович

кандидат технических наук, доцент
Запорожского национального технического университета

Вовк Сергей Михайлович

кандидат физико-математических наук,
доцент Днепропетровского национального университета

Воскобойник Владимир Александрович

кандидат технических наук, доцент
Запорожского национального технического университета

Гавриленко Олег Иванович

кандидат технических наук, доцент
Национального аэрокосмического университета им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт»

Горшков Евгений Витальевич

аспирант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Гостев Владимир Иванович

доктор технических наук, заведующий кафедрой Государственного университета информационно-коммуникационных технологий, г. Киев

Гребенник Игорь Валериевич

кандидат физико-математических наук,
доцент Харьковского национального университета радиоэлектроники

Гулин Сергей Петрович

кандидат технических наук, доцент
Запорожского национального технического университета

Дочвири Джумбер Николаевич

доктор технических наук, профессор
Грузинского технического университета, г. Тбилиси

Дубровин Валерий Иванович

кандидат технических наук, доцент
Запорожского национального технического университета

Залевский Алексей Павлович

аспирант Запорожского национального технического университета

Карпуков Леонид Матвеевич

кандидат технических наук, доцент
Запорожского национального технического университета

:

Калачева Вероника Валериевна

кандидат технических наук, старший научный сотрудник Харьковского военного университета воздушных сил

Качур Светлана Александровна

кандидат технических наук, доцент Севастопольского национального технического университета

Козырев Владимир Георгиевич

кандидат технических наук, доцент Севастопольского национального технического университета

Колодяжный Виталий Владимирович

кандидат технических наук, старший научный сотрудник Харьковского национального университета радиоэлектроники

Крапивной Александр Викторович

кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Кулик Анатолий Степанович

доктор технических наук, заведующий кафедрой Национального аэрокосмического университета им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт»

Липчанский Александр Иванович

кандидат технических наук, докторант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Лученко Олег Алексеевич

генеральный директор НПП «Хартрон-Плант», г. Харьков

Максименюк Александр Валерьевич

аспирант Запорожской государственной инженерной академии

Маркин Алексей Григорьевич

старший преподаватель Запорожского национального технического университета

Мисюра Андрей Алексеевич

аспирант Запорожского национального технического университета

Невлюдов Игорь Шакирович

доктор технических наук, заведующий кафедрой Харьковского национального университета радиоэлектроники

Неласая Анна Викторовна

ассистент Запорожского национального технического университета

Онищенко Вадим Федорович

кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Онуфриенко Владимир Михайлович

доктор физико-математических наук, декан Запорожского национального технического университета

Орловский Игорь Анатольевич

кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Павленко Петр Николаевич

кандидат технических наук, доцент Института информационно-диагностических систем Национального авиационного университета, г. Киев

Пица Дмитрий Макарович

доктор технических наук, проректор Запорожского национального технического университета

Плаксин Сергей Викторович

кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник Института транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг», г. Днепропетровск

Плисс Ирина Павловна

кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник Харьковского национального университета радиоэлектроники

Погорелая Любовь Михайловна

младший научный сотрудник института транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг», г. Днепропетровск

Подчасов Андрей Юрьевич

ведущий инженер Института транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг», г. Днепропетровск

Прокофьев Вадим Павлович

доктор технических наук, президент Международной общественной организации «Ассоциация ученых, специалистов и деятелей науки – «Наука», г. Киев

Пулов Роман Дмитриевич

аспирант Запорожского национального технического университета

Сидоров Виктор Николаевич

преподаватель Северодонецкого технологического института Восточноукраинского национального университета имени В. Даля

Скуртов Сергей Николаевич

инженер ОАО «Информационно-компьютерные системы», г. Киев

Слепцов Валерий Иванович

старший преподаватель Запорожского национального технического университета

Солдатов Борис Трофимович

доцент Запорожского национального технического университета

Стародубцев Николай Григорьевич

кандидат технических наук, ассистент Харьковского национального университета радиоэлектроники

Ткачев Эдуард Иванович,

кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Хиль Михаил Иванович

кандидат технических наук, заведующий кафедрой Северодонецкого технологического института Восточноукраинского национального университета имени В. Даля

Чаузов Александр Николаевич

аспирант научно-производственного объединения «Киевский институт автоматики»

Червоний Иван Федорович

доктор технических наук, профессор Запорожской государственной инженерной академии

Чумаченко Виталий Павлович

доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой Запорожского национального технического университета

Фарафонов Алексей Юрьевич

аспирант Запорожского национального технического университета

Швец Евгений Яковлевич

кандидат технических наук, проректор Запорожской государственной инженерной академии

Шкиль Юрий Владимирович

ведущий инженер Института транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг», г. Днепропетровск

Щербань Игорь Васильевич

кандидат технических наук, доцент Ростовского военного института Ракетных войск

Юдачев Андрей Валерьевич

ведущий специалист Запорожской государственной инженерной академии

ДЛЯ СВЕДЕНИЯ АВТОРОВ

Журнал "Радіоелектроніка. Інформатика. Управління" предназначен для публикации наиболее значимых научных и практических результатов исследований ученых высших учебных заведений и научных организаций.

Журнал включен в перечень научных изданий Украины, в которых могут публиковаться результаты диссертационных работ на соискание ученых степеней доктора и кандидата технических наук.

Статьи, опубликованные в журнале, реферируются в реферативных журналах и базах данных ВИНТИ (Россия) и "Джерело" (Украина). Рефераты статей размещаются на web-сайте Запорожского национального технического университета (<http://www.zntu.edu.ua/RIC>).

Журнал издается два раза в год и распространяется по подписке в Украине. Подписной индекс 22914.

Последовательность размещения материала статьи: индекс УДК, название статьи, инициалы и фамилия автора(ов), аннотация, текст, перечень ссылок. Рукопись статьи должна быть подписана всеми авторами.

Текст статьи

Принимаются статьи на русском, украинском и английском языках. Размер статьи до 0,5 авторского листа.

Структура статьи

Редакционная коллегия принимает к рассмотрению только научные статьи, которые содержат такие необходимые элементы: постановка проблемы в общем виде и ее связь с важными научными или практическими заданиями; анализ последних исследований и публикаций, в которых начато решение данной проблемы, и на которые опирается автор; выделение нерешенных ранее частей общей проблемы, которым посвящается статья; формулирование целей статьи (постановка задачи); изложение основного материала исследования с полным обоснованием полученных научных результатов, выводы по данному исследованию и перспективы дальнейших исследований в данном направлении.

Требования к оформлению

Статьи принимаются набранные в редакторе Word for Windows (v.6 и выше).

Параметры страницы:

- размер бумаги - А4(210x297);
- ориентация - книжная;
- шрифт - Times New Roman Суг, размер - 12pt;
- междустрочный интервал - полуторный;
- верхнее поле - 20мм, нижнее - 20мм, левое - 25мм, правое - 15мм.

Аннотация

Аннотация является обязательной и подается в начале статьи на русском, украинском (для граждан Украины) и английском языках. Объем аннотации не должен

превышать 40 слов.

Рисунки

Рисунки помещаются в тексте и подаются в отдельных файлах (формат .TIF с разрешением не менее 200 dpi). Рисунки нумеруют и подписывают внизу.

Таблицы

Заголовки таблиц размещаются по центру.

Формулы

Формулы выполняются с помощью встроенного в Word for Windows редактора Microsoft Equation. Формулы нумеруют в круглых скобках справа:

$$Z(\Theta \sim) = 101 \log \left(\frac{\bar{y}^2}{s} \right) \quad (3)$$

Формулы большого размера записываются в несколько строк.

Перечень ссылок

Перечень ссылок в конце рукописи подается языком оригинала и составляется в порядке упоминания ссылок в тексте и в соответствии со стандартом на библиографическое описание. Ссылки на литературу в тексте обозначаются цифрой в квадратных скобках.

В сведениях об авторах необходимо привести фамилию, имя, отчество(полностью), место работы, должность, ученую степень, рабочий и домашний адрес, телефоны, e-mail.

В редакцию журнала необходимо представить:

- 1) распечатанный текст статьи в 2-х экземплярах;
- 2) экспертное обоснование о возможности опубликования;
- 3) сведения об авторах;
- 4) сопроводительное письмо-ходатайство из организации, где была выполнена работа;
- 5) название статьи, фамилии, имена и отчества авторов на английском языке;
- 6) дискета 3,5" с текстом документа, файлами рисунков, данными о статье на английском языке и сведениями об авторах в формате Word for Windows (v.6 и выше). Файлы можно выслать электронной почтой в виде заархивированных (ZIP-архиватором) файлов.

Статьи, которые не отвечают указанным требованиям, не принимаются к рассмотрению.

Рукописи и дискеты не возвращаются.

Адрес редакции: 69063, г. Запорожье,

ул. Жуковского, 64, ЗНТУ, редакция журнала "PIU"

Тел.: (0612) 63-09-99,

(0612) 69-85-00 - редакционно-издательский отдел

(0612) 69-82-19 - главный редактор

(0612) 63-09-99 - зам. главного редактора

Факс: (0612) 64-22 -74

E-mail: rvv@zntu.edu.ua, TQM@zntu.edu.ua

Підписано до друку 25.06.2005. Формат 60x84 /8, 20 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 1166
69063 м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64