Запорізький національний технічний університет

Радіоелектроніка Інформатика Управління

1(11)'2004

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
2004

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. 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:

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

Рекомендовано до видання вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 8 від 5.04.2004 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 — Сидорчук Г. М., Крекотнєва С. В., Плюйко І. І.

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

Тел: (0612)69-82-19 - головний редактор
(0612)63-09-99 - заступник головного редактора
Факс: (0612)64-22-74
E-mail: rvv@zntu.edu.ua
TQM@zntu.edu.ua

Web-сайт журнала розташований в Internet за адресою: http://www.zntu.edu.ua/RIC

© 2004 Запорізький національний технічний університет

ЗМІСТ

РАДІОФІЗИКА 5

А.М. Ахметшин, А.А. Степаненко
АНАЛИЗ ЭХО-ИМПУЛЬСНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ СЛОИСТЫХ СТРУКТУР: МЕТОД СИГНАЛЬНОГО ПОДПРОСТРАНСТВА 5

Л.М. Карпуков, С.Н. Романенко, Н.Н. Касьян
КВАЗИСТАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ НА КОМБИНИРОВАННЫХ ПОДЛОЖКАХ 9

А.А. Мисюра, В.М. Онуфриенко
ПОВЕРХНОСТНАЯ МОДА В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С АНИЗОТРОПНОЙ ФРАКТАЛЬНОЙ ПЛАСТИНОЙ 14

В.М. Онуфрієнко
ПОТЕНЦІАЛИ ФРАКТАЛЬНИХ ШАРІВ ЗАРЯДІВ І СТРУМІВ У ШТУЧНОМУ СЕРЕДОВИЩІ 17

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ 21

С.П. Гулин
АНАЛИЗ СПЕКТРА ОТКЛИКА НЕЛИНЕЙНОСТИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ АНАЛИТИЧЕСКОЙ ТРАНСЦЕНДЕНТНОЙ ФУНКЦИЕЙ, НА МНОГОЧАСТОТНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ БОЛЬШОЙ НОРМЫ 21

Д.М. Пиза, А.П. Залевский, Б.Н. Бондарев
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИИ И СВЯЗИ 28

В.П. Прокофьев
МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТРАДИЦИОННЫХ ЗАДАЧАХ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ 31

И.В. Щербань, Е.М. Бовкун
НОВЫЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ 38

О.Г. Щербань
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ 43

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ 46

Alexander Sokolov, Sergey Chervenko
CODING AND RECONSTRUCTION OF BIT SERIES WITH TAKAGI-SUGENO RECURRENT MODELS 46

В.В. Бескоровайный
СИНТЕЗ ТОПОЛОГИИ ТЕРРИТОРИАЛЬНО РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ С КОЛЬЦЕВЫМИ СТРУКТУРАМИ 50

А.И. Вершина, Б.Т. Солдатов, А.А. Ермоленко
УЧЕБНЫЙ ПРОЦЕСС КАК ИЕРАРХИЧЕСКАЯ СИСТЕМА 54

Е.В. Кирсанова, С.А. Субботин
ОБОБЩЕННЫЙ МЕТОД КЛАСТЕР-РЕГРЕССИОННОЙ АППРОКСИМАЦИИ В ЗАДАЧЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОКАЗАТЕЛЯ ЗДОРОВЬЯ ДЕТЕЙ 62

В.А. Лизгин, О.Г. Руденко
ОЦЕНИВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ ТИПА M/M/∞ ПО ПЕРИОДАМ ЗАНЯТОСТИ 67

И.Ш. Невлюдов, Е.И. Литвинова, В.В. Усик, О.В. Буйвол
ИНФОРМАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕДМЕТНОЙ ОБЛАСТИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СРЕДСТВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОСНАЩЕНИЯ ПРОИЗВОДСТВА 72

Н.А. Нечипоренко, Н.И. Белая
ОБ ОПТИМАЛЬНОМ ВЫЧИСЛЕНИИ ИНТЕГРАЛОВ ОТ БЫСТРООСЦИЛЛИРУЮЩИХ ФУНКЦИЙ 76

А.А. Поздняков, С.Н. Сердюк
АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОЛУЧЕНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЛИНГА 81

Ю.А. Скобцов, М.Л. Ермоленко
ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ 84

Г.В. Табунщик
РОБАСТНОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА В ЗАДАЧАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ 90

В.А. Филатов, В.Е. Кучеренко
О МОДЕЛЯХ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ИЕРАРХИИ СЕТЕЙ ВЫСОКОГО УРОВНЯ 95

И.В. Хаханова, И.А. Побеженко, А.В. Киященко, А.Н. Парфентий
ДЕДУКТИВНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЕФЕКТОВ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ 100

В.І. Шекета
МОДИФІКАЦІЙНІ ПРЕДИКАТНІ ЗАПИТИ, ЯК МНОЖИНА ЛОГІЧНИХ PROLOG-ПРОГРАМ З ОБМЕЖЕННЯМИ 114

НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ 118

Yevgeniy Bodyanskiy, Vitaliy Kolodyazhniy, Irina Pliss, Olena Vynokurova
LEARNING WAVELET NEURON BASED ON THE RASP-FUNCTION 118

А.И. Липчанский, У.И Лесовик, Зидат Хабис
СИНТЕЗ ЗАДАННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ В ПРОГРАММИРУЕМУЮ ЛОГИКУ 122

Г. Сетлак
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ КЛАССИФИКАЦИИ В МЕНЕДЖМЕНТЕ 127

ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ 136

А.В. Богуслаев, В.И. Дубровин, И.А. Набока
ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ПОДДЕРЖКИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА ИЗДЕЛИЙ В АВИАДВИГАТЕЛЕСТРОЕНИИ 136

А.В. Дубровина, Т.В. Пугина
ГРУППОВАЯ СИСТЕМА ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ 145

Г.Л. Козина, Р.Р. Дубинин, А.С. Горецкий
СИСТЕМА "CRYPTOPRO" ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА 149

ТЕОРІЯ І МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ 154

И.А. Орловский
УТОЧНЕНИЕ ВЫХОДА ФАЗЗИ-РЕГУЛЯТОРА С ПОМОЩЬЮ РЕКУРСИИ 154

В.А. Тимофеев
О НЕКОТОРЫХ ПРОБЛЕМАХ СИНТЕЗА КРИТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ 160

КЕРУВАННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ 163

В.И. Гостев, В.В. Крайнев, В.А. Иванченко
ОЦЕНКА РОБАСТНОСТИ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ДАВЛЕНИЯ ПАРА В ИСПАРИТЕЛЕ ПАРОВОГО КОТЛА С РАЗЛИЧНЫМИ ЦИФРОВЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ 163

Е.Е. Потапенко
ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ 167

АВТОРЫ НОМЕРА 173

РАДІОФІЗИКА

РАДИОФИЗИКА

RADIOPHYSICS

УДК 004.932.4

А.М. Ахметшин, А.А. Степаненко

АНАЛИЗ ЭХО-ИМПУЛЬСНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ СЛОИСТЫХ СТРУКТУР: МЕТОД СИГНАЛЬНОГО ПОДПРОСТРАНСТВА

Рассмотрен новый подход к анализу эхо-импульсных изображений, позволяющий повысить чувствительность анализа и обеспечивающий возможность управляемой компенсации влияния многократных переотражений. Представлены результаты экспериментальной проверки информационных возможностей метода.

ВВЕДЕНИЕ

Анализ эхо-импульсных изображений является основным источником информации применительно к задачам геофизической разведки запасов углеводородов. В силу большой практической важности этой проблеме всегда уделялось особое внимание. Наиболее часто математическая модель локальной земной структуры рассматривается в виде аналога слоистой структуры, что позволяет представить отдельную сейсмическую трассу в виде

$$s(t) = a(t) * \sum_{i=1}^{M} r_i \delta(t - t_i) + n(t), \qquad (1)$$

где $a(t)$ - первоначальный импульс сейсмического возбуждения; r_i - коэффициенты отражения, характеризуемые соотношениями акустических импедансов границ слоев; t_i - временные задержки, характеризующие акустические толщины слоев и их комбинаций; $*$ - операция свертки; $n(t)$ - измерительный и структурный шумы. В рамках модели (1) основным индикатором наличия углеводородов является локальное изменение амплитуды (так называемая модель "яркого пятна") [1], которое, однако, может содержать ложную информацию из-за влияния интерференционных эффектов, обуславливаемых влиянием многократных переотражений сейсмических импульсов между слоями. Это выражается в том факте, что в формуле (1) число наблюдаемых импульсов M может совершенно не соответствовать числу значимых слоев L анализируемой земной структуры ($L \le M$). В этой связи особое значение, с точки зрения повышения чувствительности и достоверности визуального анализа эхо-импульсных изображений, представляет разработка методов нейтрализации влияния многократных переотражений.

Наиболее часто используется подход, основанный на прямой подгонке параметров математической модели слоистой структуры под данные измеренной сейсмической трассы. В данном случае предполагается известной геометрическая модель анализируемого участка, а подстройка параметров осуществляется на основе использования нелинейного алгоритма наименьших квадратов [2]. Этот подход возможен только при наличии данных разведочного бурения (крайне дорогостоящая операция), что и предопределяет его практическую ограниченность. Другой подход базируется на принципах теории обратного рассеяния и сводится к суммированию ряда обратного рассеяния Борна [3]. С теоретической точки зрения этот метод не требует априорного знания модели геологической структуры, однако по своей сути он относится к категории некорректных задач математической физики, что в условиях наличия существенных измерительных помех, характерных для задач разведочной геофизики, делает его практическое применение весьма проблематичным.

Целью данной работы является демонстрация информационных возможностей нового метода нейтрализации влияния многократных переотражений, устойчивого к влиянию измерительных и структурных шумов и не требующего априорного знания параметров моделируемой геологической структуры, которые входят в формулу (1). Как и ранее предполагается, что исследуемый участок имеет слоистое строение. Суть же метода заключается в переходе к такому информационному базису, в котором полезное (информативное) и помеховое подпространства являются ортогональными, а влияние

многократных переотражений нейтрализуется за счет контролируемого выбора размерности информационного подпространства.

1 МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ

Базисная идея предполагаемого подхода заключается в переходе из временной области первоначальных измерений в спектральную область Фурье-преобразования, т.е.

$$S(f) = \int_0^T s(t)\exp(-j2\pi ft)dt = \\ = A(f)\sum_{i=1}^{M} r_i \exp(-j2\pi t_i f) + N(f); \\ f_L \le f \le f_T , \qquad (2)$$

где $S(f)$ - спектральная характеристика сейсмической трассы; $A(f)$ - спектральная характеристика зондирующего импульса; $N(f)$ - спектральная характеристика шума. Из рассмотрения выражения (2) видно, что временные задержки t_i в функции $S(f)$ кодируются комплексными пульсациями в частотной области (период которых обратно пропорционален величине t_i), что открывает возможность использования методов параметрического адаптивного спектрального анализа [4] применительно к задачам компенсации влияния многократных переотражений. Относительно выражения (2) необходимо сделать еще одно замечание. Сейсмические измерительные системы являются низкочастотными, их полоса пропускания ограничена шириной спектрального диапазона $\Delta F = f_T - f_L$, где f_T и f_L - верхняя и нижняя частоты диапазона соответственно. Поскольку разрешающая способность во временной области ограничена именно величиной ΔF, то применение методов параметрического спектрального анализа открывает и дополнительную возможность повышения временной разрешающей способности (так же очень важная практическая задача) анализа эхо-импульсных изображений, однако, в данной работе этот вопрос рассматриваться не будет.

Как уже отмечалось, метод подавления кратных переотражений в спектральной области математически базируется на идее сигнального подпространства, впервые изложенной в работе [5]. Такой выбор обусловлен высокой стабильностью метода к влиянию измерительных шумов и структурных помех и, в частности, к влиянию изменения формы (а следовательно, и спектра) зондирующего импульса с глубиной.

Поскольку функцию $A(f)$ можно предположить достаточно гладкой, то в рамках метода сигнального подпространства ее влияние можно не учитывать. Вся обработка ведется на ЭВМ (т.е. в дискретной форме) и выражение (2) можно представить в виде

$$S(f_k) = \sum_{i=1}^{M} r_i \exp(-j2\pi t_i f_k) + N(f_k), \quad k = 1,\ldots,K, \qquad (3)$$

где K - число частот в спектральной характеристике $S(f)$. В векторно-матричной форме записи выражение (3) имеет вид

$$S = Hr + N, \qquad (4)$$

где H - матрица, характеризующая совокупность комплексных экспонент, отвечающих за временные задержки t_i в спектральной Фурье-области.

Предполагается, что статистические характеристики помехи $N(f)$ удовлетворяют условиям

$$E\{N_i N_j\} = \sigma^2\delta(i-j); \quad E\{HN\} = 0, \qquad (5)$$

где E - оператор математического ожидания.

Основная идея метода сигнального подпространства базируется на использовании свойств корреляционной матрицы спектральной характеристики анализируемой сейсмической трассы, т. е.

$$R = E\{SS^T\} = Srr^T S^T + \sigma^2 I = SQS^T + \sigma^2 I, \qquad (6)$$

где $Q = E\{rr^T\}$ - корреляционная матрица, характеризующая взаимосвязь комплексных гармоник в спектральной области; I - единичная матрица.

В качестве нового информационного ортогонального базиса в методе сигнального подпространства рассматривается линейное векторное пространство, образованное собственными векторами корреляционной матрицы R, которые находятся из решения задачи на собственные значения

$$R\Phi = \Lambda\Phi, \qquad (7)$$

где $|\Phi_1\Phi_2\ldots\Phi_K|$ - матрица собственных векторов; Λ - диагональная матрица собственных значений, причем $\lambda_1 \ge \lambda_2 \ge \ldots \ge \lambda_K$. По предположению матрица H представляет собой суперпозицию комплексных экспонент, причем их число меньше числа отсчетов спектральной характеристики, т.е. $K \ge M$. Следовательно, ранг матрицы R равен N, что позволяет разбить диагональную матрицу собственных чисел на две части

$$\lambda_i = \lambda_{hi} + \lambda_{ni}; i = 1,\ldots,M; \lambda_i = \lambda_{ni}; i = M+1,\ldots,K, \qquad (8)$$

где λ_{hi} и λ_{ni} - собственные числа соответствующие сигнальной SQS^T и помеховой $\sigma^2 I$ частям матрицы R соответственно. Тогда, согласно выражению (8), все K-мерное пространство, образованное собственными векторами, можно разбить на два подпространства: M - мерное сигнальное подпространство, образованное первыми

собственными векторами, соответствующими наибольшим собственным числам, и $(K\text{-}M)$-мерное помеховое подпространство, образованное остающимися собственными векторами и ортогональное первому, т.е.

$$\Phi = \left\{ \Phi_S^{(M)} \mid \Phi_N^{(K-M)} \right\}, \qquad (9)$$

С учетом выражения (7), матрицу R можно представить в виде

$$R = \sum_{i=1}^{M} \lambda_i \Phi_{si} \Phi_{si}^T + \sum_{i=M+1}^{K} \lambda_i \Phi_{ni} \Phi_{ni}^T = R_S + R_N, \qquad (10)$$

т.е. она также состоит из суммы двух частей: сигнальной R_s и помеховой R_N. Из выражений (6) - (8) следует, что

$$\Phi_N^T R \Phi_N = \sigma^2;$$

$$\Phi_N^T R \Phi_N = \Phi_N^T S Q S^T \Phi_N + \sigma^2 \Phi_N^T \Phi_N. \qquad (11)$$

Поскольку собственные векторы являются ортонормированными, то $\Phi_N^T \Phi_N = 1$ и из (11) вытекает

$$\Phi_N^T S Q S^T \Phi_N = 0. \qquad (12)$$

С учетом предположения $Q \neq 0$, последнее выражение дает

$$\Phi_N^T [s_1 s_2 \ldots s_M] = 0. \qquad (13)$$

Таким образом из проведенного рассмотрения вытекает, что на основе деления корреляционной матрицы спектральной характеристики регистрируемой сейсмической трассы на сигнальную и помеховую компоненты, с последующим проецированием спектральной характеристики в подобласть, образованную собственными векторами помехового пространства, можно управлять процедурой выделения значимых гармоник, а тем самым и временных задержек во временной области, что и позволяет осуществлять контролируемый процесс подавления кратных переотражений.

С практической точки зрения, вместо выражения (13), ориентированного на выделение нулей, более удобно использовать выражение

$$\frac{1}{s_i^T R_N s_i} \Rightarrow max; i = 1, \ldots, M. \qquad (14)$$

К особенностям анализа сейсмограммы на основе выражения (14) следует отнести следующие факторы:

1) анализ осуществляется именно в спектральной области, но результат получается во временной области, т.к. происходит процедура нахождения спектра от спектра;

2) визуализируются полюса выражения (14), а не физические амплитуды как в исходной зависимости $s(t)$;

3) поскольку реальное число значимых слоев неизвестно, то селекция переотражений осуществляется за счет вариации выбора значений M в модели (1);

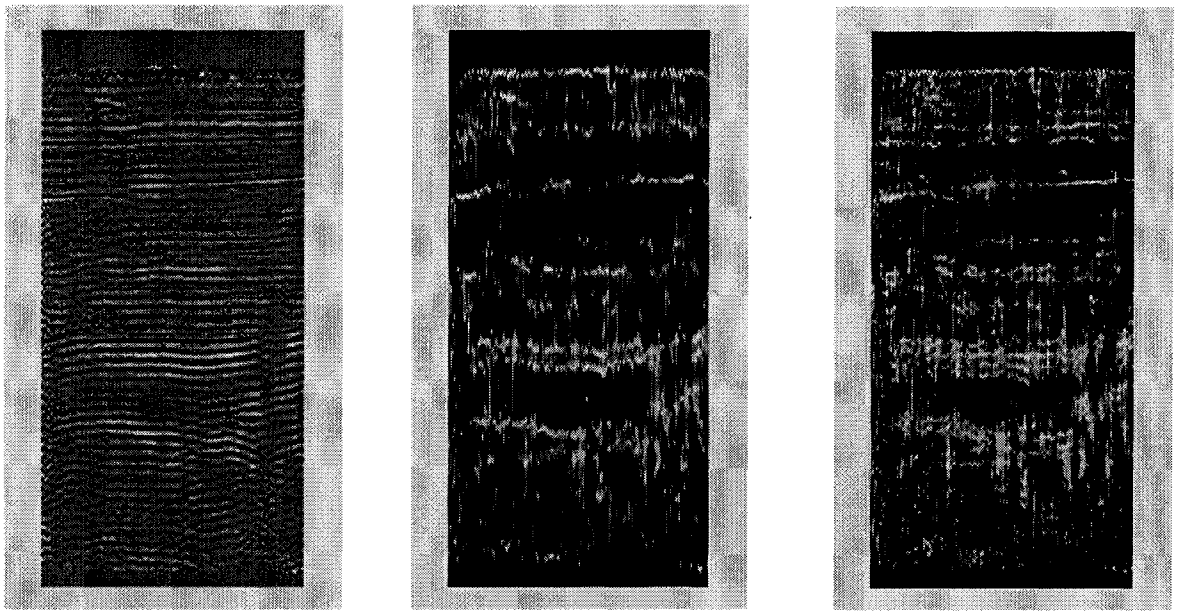
4) с математической точки зрения, синтез новой сейсмограммы на основе выражения (14) представляет собой существенно нелинейный процесс, что открывает дополнительные возможности повышения достоверности и чувствительности визуального анализа эхо-импульсных изображений.

2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ АНАЛИЗ

Исследование информационных возможностей нового метода было проведено на примере сейсмического изображения участка газо-конденсатного месторождения, представленного на рис.1а, визуальный анализ которого затруднен из-за наличия многочисленных переотражений, образующих характерную интерференционную картину. На рис.1б и рис.1в представлены результаты применения нового метода для размерности сигнального подпространства M=10 и M=20 соответственно. Сопоставление результатов показывает, что новый метод позволяет четко выделить верхнюю и нижнюю границы газо-конденсатного коллектора. Особенно наглядно этот результат проявляется при использовании псевдоцветового кодирования. Применение этого подхода к данным рис.1а не дало никаких положительных результатов, тогда как для метода сигнального подпространства результат был отличным, что, по-видимому, связано с существенно-нелинейным характером отображения информации в этом методе.

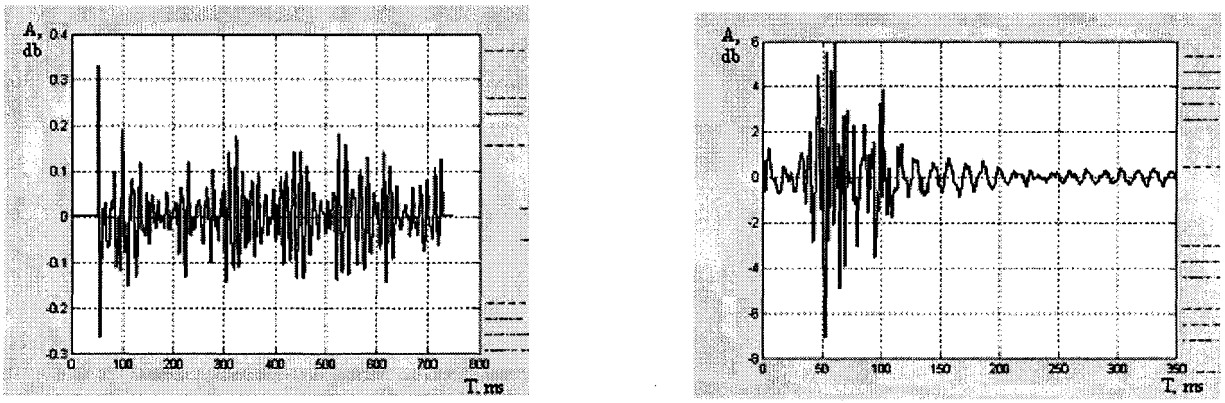
Анализ результатов рис.1 показывает, что основная информация выделилась при размерности сигнального подпространства равной 10. Дальнейшее увеличение приводит к выделению тонких дополнительных деталей (слоев), но с точки зрения выделения границ месторождения это уже не дает существенно новой информации.

Дополнительную информацию об особенностях метода сигнального подпространства дает анализ графических срезов изображений. Так на рис.2а показан график 100-го столбца изображения на рис.1а, на котором совершенно четко виден эффект влияния многократных переотражений, особенно негативно влияющих при зондировании слабоконтрастных участков с близкими значениями импедансов границ слоев. На рис.2б представлена реальная часть спектральной характеристики этой трассы, являющаяся исходным "сырьем" для метода сигнального подпространства. На рис.3а и рис.3б представлено отображение во временной области результатов метода сигнального подпространства (M=10 и M=20 соответственно) для данных, представленных на рис.2а и 2б.



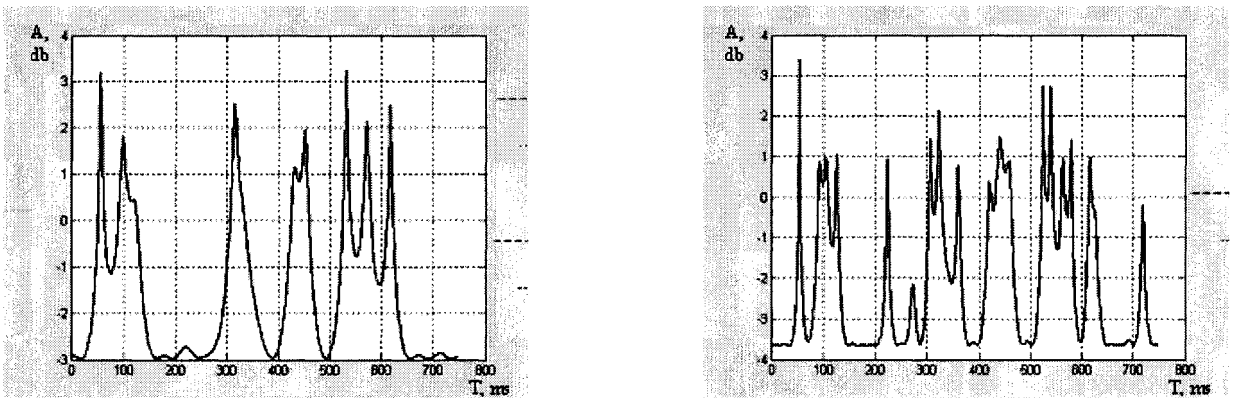
а *б* *в*

Рисунок 1 - Эхо-импульсные изображения: а - исходное изображение участка газо-конденсатного месторождения; б - результат метода сигнального подпространства (учет 10 наиболее значимых сигнальных компонент); в - то же, но для 20 сигнальных компонент



а *б*

Рисунок 2 - Графическое отображение результатов: а - 100-й столбец исходного изображения рис.1а; б - реальная часть спектральной характеристики сигнала "а", являющаяся исходной информацией для метода сигнального подпространства. (Т - время, мс; А - амплитуда, дб)



а *б*

Рисунок 3 - Результаты метода сигнального подпространства: а - размерность сигнального подпространства М=10; б - М=20; (Т - время, мс; А - амплитуда, дб)

ISSN 1607-3274 "Радіоелектроніка. Інформатика. Управління" № 1, 2004

Из сопоставления данных на рис.2 и рис.3 следует, что метод сигнального подпространства позволяет эффективно подавлять кратные переотражения посредством выбора оптимального значения размерности сигнального подпространства. Устранение влияния многократных переотражений позволяет повысить достоверность визуального анализа (сравните рис.2а и рис.3а). Дополнительным фактором, обусловливающим информационную значимость метода, является, как это было отмечено выше, и более высокая разрешающая способность анализа во временной области, поскольку пики на рис.3 являются более острыми по сравнению с исходными данными на рис.2а. Из сопоставления данных на рис.3а, и рис.3б наглядно следует, что увеличение размерности сигнального подпространства ведет к повышению чувствительности выделения деталей изображения, что может сыграть важную роль в задачах анализа низко-контрастных сейсмических эхо-импульсных изображений.

ВЫВОДЫ

1. Метод анализа эхо-импульсных изображений слоистых структур является типичным примером компьютерного видения, поскольку визуальный анализ опирается на отображение полюсов выражения (14), а не физических амплитуд отраженных сигналов.

2. Принципиально важной особенностью рассмотренного метода сигнального подпространства является необходимость перехода из временной области первоначальных измерений в спектральную Фурье-область последующего анализа.

3. Результаты экспериментальных исследований показывают, что метод сигнального подпространства позволяет эффективно нейтрализовать влияние негативного эффекта многократных переотражений, серьезно затрудняющего визуальный анализ эхо-импульсных изображений в рамках традиционных подходов.

4. Компенсация влияния многократных переотражений осуществляется за счет оптимизации выбора размерности сигнального подпространства.

5. Новый метод имеет значительный потенциал дальнейшего развития и допускает обобщение на другие области применения эхо-импульсной диагностики (ультразвуковая медицинская интроскопия, ультразвуковой неразрушающий контроль).

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Уотерс К. Отражательная сейсмология. - М.: Мир, 1981. - 231 с.
2. Шерифф Р., Гелдарт Л. Сейсморазведка. -М.: Мир, 1982. - 419 с.
3. Berkhout A.J., Verschuur D., J. Estimation of multiple scattering by iterative inversion. Part 1: Theoretical consideration. Geophysics, 1997. - v.62, - 1586-1595 pp.
4. Кей С.М., Марпл С.М. Современные методы спектрального анализа. Обзор.- М.: Мир, ТИИЭР, - 1981. - т.69, - № 11, С. 5-51.
5. Cantoni A., Godara L. Resolving the directions of sources in a correlated field incident on an array. - J. Acoust. Soc. Amer. - 1980. - v.67. - № 4. - 1247-1255 pp.

Надійшла 15.03.04
Після доробки 20.02.04

A new approach to the pulse-echo image analysis is considered. It allows to enhance the sensitivity of the analysis and providers the possibility for a controlled compensation of the influence of the multiple scattering. Results of an experimental validation of informational features of the method are presented.

УДК 621.372.8.076.2

Л.М. Карпуков, С.Н. Романенко, Н.Н. Касьян

КВАЗИСТАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ НА КОМБИНИРОВАННЫХ ПОДЛОЖКАХ

В работе на основе метода вторичных источников и декомпозиционных схем кусочно-однородных сред разработан универсальный алгоритм расчета функций Грина для электростатического потенциала. Для построения декомпозиционных схем предложена элементная база, представленная матрицами рассеяния. Алгоритм отличается простотой и удобством его использования для квазистатического анализа микрополосковых линий на подложках в виде комбинации слоёв как конечных, так и неограниченных размеров. Приведены примеры моделирования.

ВВЕДЕНИЕ

При разработке современных интегральных схем СВЧ широко используются объёмные конструкции на основе полосковых линий, располагаемых в различных слоях многослойных диэлектрических подложек. Инженерный расчет таких структур обычно производится на основе квазистатического приближения, при этом размеры диэлектрических слоев считаются неограниченными. Данному вопросу посвящено большое число публикаций как в отечественной, так и в зарубежной литературе [1,2]. В то же время, в реальных конструкциях диэлектрические слои имеют конечные размеры, что существенно влияет на характеристики микрополосковых линий передачи и, как следствие, на электрические параметры всей схемы.

В работе представлен универсальный алгоритм квазистатического моделирования микрополосковых линий на комбинированной подложке, образованной из слоев с конечными и бесконечными размерами. Алгоритм разработан на основе интегральных уравнений, составляемых по методу вторичных источников [3,4]. Для моделирования функций Грина интегральных уравнений используется декомпозиционная схема исследуемой кусочно-однородной среды. Составлены матрицы рассеяния базовых элементов декомпозиционных схем и приведены примеры моделирования микрополосковых линий на комбинированных подложках.

1 АЛГОРИТМ РАСЧЕТА ФУНКЦИЙ ГРИНА В КУСОЧНО - ОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ

На рис.1 показана многослойная структура, состоящая из нескольких прямоугольных диэлектрических пластин, каждая из которых имеет диэлектрическую проницаемость ε_i и, в общем случае, конечные размеры по всем координатам.

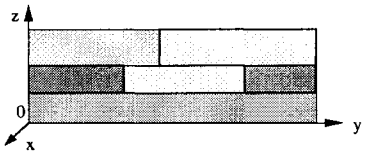


Рисунок 1 - Комбинированная многослойная диэлектрическая структура

Исследование структур, изображенных на рис.1, методом вторичных источников [3,4] основано на решении интегрального уравнения, вытекающего из граничных условий

$$\varepsilon_i E_{n_i} = \varepsilon_k E_{n_k} \qquad (1)$$

для компонент напряженности электрического поля, нормальных к границе ε_i, ε_k.

Введение вторичных источников позволяет представить (1) в точке ξ на поверхности раздела сред следующим образом [4]

$$\varepsilon_i\left(E_{n_0}(\xi)+\frac{\sigma(\xi)}{2\varepsilon_0}\right)=\varepsilon_k\left(E_{n_0}(\xi)-\frac{\sigma(\xi)}{2\varepsilon_0}\right). \qquad (2)$$

Здесь $\sigma(\xi)$ - наведенный поверхностный заряд в точке ξ; $E_{n_0}(\xi)$ - проекция напряженности внешнего поля на направление нормали к поверхности в этой точке, проведенной из области с проницаемостью ε_k. При этом внешнее поле определяется в однородной среде с проницаемостью ε_0, а его источниками являются свободные заряды и наведенные поверхностные заряды.

Соотношение (2) может быть записано в виде

$$\sigma(\xi) = 2\Gamma\varepsilon_0 E_{n_0}, \qquad (3)$$

где $\Gamma=\dfrac{\varepsilon_k-\varepsilon_i}{\varepsilon_k+\varepsilon_i}$ - коэффициент отражения от границы раздела сред.

При вычислении функции Грина для кусочно-однородной среды соотношение (3) следует представить в виде

$$\sigma(\xi)=2\Gamma\left[q\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_i}G_n^E(\xi,\xi_q)+\int_{S_0}\sigma(\xi_0)\,G_n^E(\xi,\xi_0)\,d\xi_0\right], \qquad (4)$$

где q=1 - единичный свободный заряд, размещенный в точке ξ_q в среде с диэлектрической проницаемостью ε_i; S_0 - поверхности раздела сред; $G_n^E(\xi,\xi_\sigma)=-\partial G(\xi,\xi_\sigma)/\partial n$ - функция Грина для нормальной к поверхности раздела сред компоненты вектора электрической индукции электростатического поля; $G(\xi,\xi_\sigma)$ - функция Грина для потенциала.

Если свободный заряд размещен на поверхности раздела сред, то (4) запишется как

$$\sigma(\xi)=2\Gamma\left[-\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_i}\frac{\sigma_0(\xi)}{2}+\int_{S_0}\sigma(\xi_0)\,G_n^E(\xi,\xi_0)\,d\xi_0\right], \qquad (5)$$

где $\sigma_0(\xi)$ - поверхностный свободный заряд, находящийся в среде с ε_i в точке ξ.

Для алгоритмизации решения интегральных уравнений (4), (5) заменим интеграл суммой, предполагая, что в пределах участков, на которые разбивается поверхность, поверхностный заряд постоянен. Введем для однородных областей на рис.1 эквивалентные многополюсники. Плечи многополюсников сопоставим с участками разбиения поверхности рассматриваемых областей. Поле в плечах опишем матрицей рассеяния, выразив амплитуды падающих и отраженных волн в плечах через интенсивности потоков вектора электрической индукции, проходящих через соответствующие участки поверхности.

Для двумерных задач многополюсник, эквивалентный однородной области на рис.2,а, ограниченной координатными плоскостями, будет иметь следующий дескриптор

$$\begin{bmatrix}U_1^-\\U_2^-\\U_3^-\\U_4^-\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&S_{12}&S_{13}&S_{14}\\S_{21}&0&S_{23}&S_{24}\\S_{31}&S_{32}&0&S_{34}\\S_{41}&S_{42}&S_{43}&0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}U_1^+\\U_2^+\\U_3^+\\U_4^+\end{bmatrix}. \qquad (6)$$

Здесь U_I^-, U_I^+ - векторы, составленные из интенсивностей потоков электрической индукции, выходящих из I-го сечения области и входящих в него; S_{IK} - матрицы, определяющие связи между потоками электрической

индукции в I-м и K-м граничных сечениях. Элементы матриц S_{IK} вычисляются по соотношению

$$S_{I_pK_q} = \Delta_{K_q} G_n^E\left(\xi_{I_p}, \xi_{K_q}\right), \qquad (7)$$

где ξ_{I_p} - центр p-го участка I-го граничного сечения, Δ_{K_q} - длина q-го участка K-го граничного сечения с центром в точке ξ_{K_q}.

Условия связи между векторами падающих и отраженных волн в I-м и K-м общих граничных сечениях многополюсников вытекают из (4), (5). Для поверхности без свободных зарядов

$$\left.\begin{aligned} U_I^+ &= 2\,\Gamma\left(U_K^- - U_I^-\right), \\ U_K^+ &= 2\,\Gamma\left(U_K^- - U_I^-\right) \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

Для поверхности со свободным поверхностным зарядом

$$\left.\begin{aligned} U_I^+ &= 2\,\Gamma\left[U_K^- - U_I^- - \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_i}\,\frac{\sigma_0\left(\xi_{I_q}\right)}{2}\right], \\ U_K^+ &= 2\,\Gamma\left[U_K^- - U_I^- - \frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_i}\,\frac{\sigma_0\left(\xi_{I_q}\right)}{2}\right]. \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

Здесь $\sigma_0\left(\xi_{I_q}\right) = q/\Delta_{I_q}$ - поверхностный свободный заряд в центре q-го участка I-го граничного сечения области с проницаемостью ε_i.

Искомые наведенные поверхностные заряды на участках общей границы областей определяются вектором

$$Q_{IK} = \left(U_I^+ + U_K^+\right)/\varepsilon_0 . \qquad (10)$$

Представленные результаты обобщены в таб. 1, где приведена элементная база для моделирования кусочно-однородных сред.

Для примера рассмотрим двумерную структуру на рис.2,б в виде диэлектрической пластины с относительной проницаемостью ε_2, шириной $2d$ и толщиной h. Пластина лежит на металлической поверхности неограниченного размера. Окружающее пространство имеет проницаемость ε_1. Единичный точечный заряд q расположен на поверхности пластины по ее центру в среде с относительной проницаемостью ε_1.

В соответствии с декомпозиционной моделью рассматриваемой структуры, изображенной на рис.2,в, получим на основании (4) - (9) соотношение

$$Q_s = 2\hat{\Gamma}T^{-1}S_qE_q \qquad (11)$$

для вектора, составленного из наведенных зарядов на участках разбиения поверхности пластины.

Матрица T в (11) имеет вид

$$T = \begin{bmatrix} E_1 - 2\Gamma_1\,S_{11} & -2\Gamma_2\,S_{12} & -2\Gamma_3\,S_{13} \\ -2\Gamma_1\,S_{21} & E_2 - 2\Gamma_2\,S_{22} & -2\Gamma_3\,S_{23} \\ -2\Gamma_1\,S_{31} & -2\Gamma_2\,S_{32} & E_3 - 2\Gamma_3\,S_{33} \end{bmatrix}, \qquad (12)$$

где E_i - единичные матрицы, $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma$, $\Gamma_3 = -\Gamma$, $\Gamma = (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)/(\varepsilon_2 + \varepsilon_1)$ - коэффициент отражения. Элементы матриц $S_{IK} = A_{IK} + B_{IK}$, $S_{II} = B_{II}$ определяются через поток A_{IK} электрической индукции от наведенных зарядов на участках разбиения поверхности пластины и через поток B_{IK} от их зеркальных отображений

$$\left.\begin{aligned} A_{I_nK_m} &= \frac{\Delta_{K_m}}{4\pi}\,\frac{\partial}{\partial\,\xi}\,ln\left[(y_n - y_m)^2 + (z_n - z_m)^2\right], \\ B_{I_nK_m} &= -\frac{\Delta_{K_m}}{4\pi}\,\frac{\partial}{\partial\,\xi}\,ln\left[(y_n - y_m)^2 + (z_n + z_m - 2h)^2\right], \end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

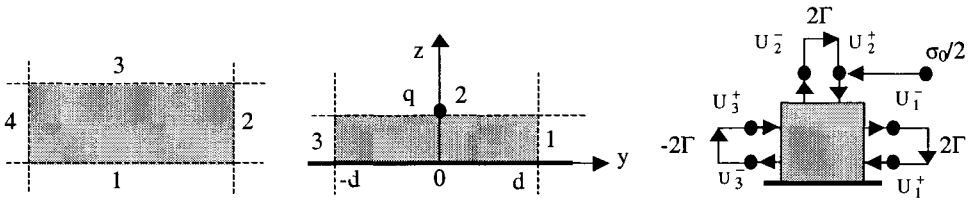
где Δ_{K_m} - длина m-го участка с центром в точке y_m, z_m на K-й поверхности; y_n, z_n - координаты центра n-го участка I-й поверхности; ξ - нормаль к поверхности.

Матрица $\hat{\Gamma} = diag(\hat{\Gamma}_1, \hat{\Gamma}_2, \hat{\Gamma}_3)$ имеет диагональную структуру, символами $\hat{\Gamma}_i$ обозначены подматрицы, составленные из коэффициентов отражения Γ_i.

Матрица S_q составлена из подматриц $S_{IK}^q = A_{IK}^q + B_{IK}^q$. Элементы этих подматриц определяются на участках поверхности через поток $A_{I_nK_m}^q$ электрической индукции от свободного заряда q и через поток $B_{I_nK_m}^q$ от его зеркального отображения. Расчет $A_{I_nK_m}^q$, $B_{I_nK_m}^q$ производится по (13). Если $I = K$, n=m, то берется $A_{I_nI_n}^q = \pm 1/2$, знак определяется направлением нормали к поверхности.

Вектор $E_q = \left[E_1^q, E_2^q, E_3^q\right]^T$ характеризует расположение единичного свободного заряда q. При его нахождении на участке с номером m_0 и с длиной Δ_0 берется $E_{m_0}^q = 1/\Delta_0$, остальным элементам вектора E_q присваиваются нули.

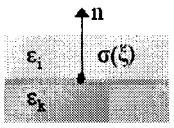
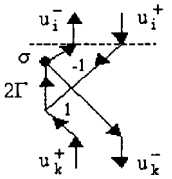
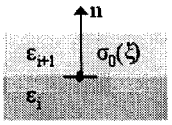
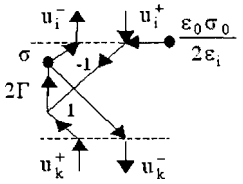
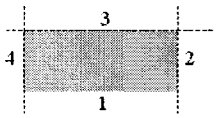
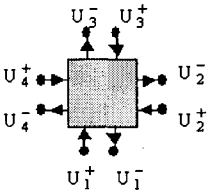
На рис.3 приведены результаты расчета по (11) функции Грина рассматриваемой структуры в зависимости от нормированного расстояния $\Delta y/h$ для различных размеров d пластины с толщиной h=1мм. Рис.3,а соответствует проницаемости пластины ε_2=9,0; 3,б - ε_2=3,0. Проницаемость окружающего пространства ε_1=1. Кривые 1 на рисунках построены для пластины с неограниченной шириной, 2 - при отсутствии пластины (ε_2=1), 3 - при $d = h$, 4 - при $d = h/10$. При построении кривых множитель $2\pi\varepsilon_0$ был опущен.

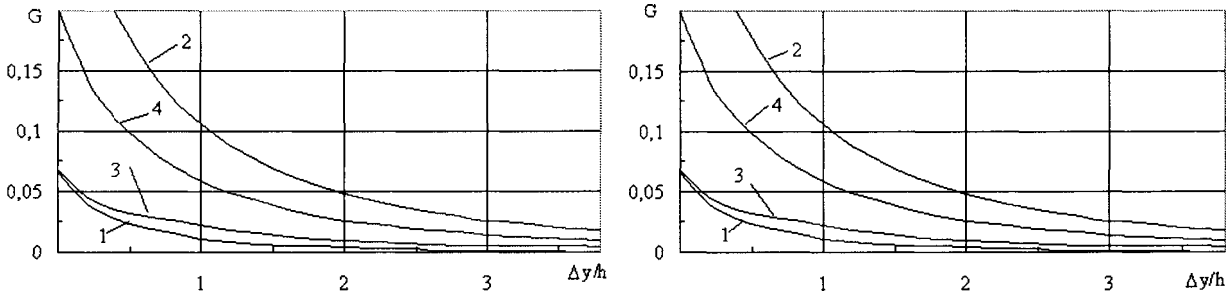


а) *б)* *в)*

Рисунок 2 - Прямоугольная пластина диэлектрика (а), диэлектрическая пластина на металлическом экране (б), декомпозиционная модель пластины с экраном (в)

Таблица 1 - Элементная база моделирования кусочно-однородных сред

Элемент структуры	Граф элемента	Математическая модель
 Граница раздела сред		$\begin{cases} u_i^- = 2\,\Gamma\,(u_k^+ - u_i^+), \\ u_k^- = 2\,\Gamma\,(u_k^+ - u_i^+), \end{cases}$ где $\Gamma = \dfrac{\varepsilon_k - \varepsilon_i}{\varepsilon_k + \varepsilon_i}$.
 Свободный заряд на границе раздела сред		$\begin{cases} u_i^- = 2\,\Gamma\left(-\dfrac{\varepsilon_0\sigma_0}{2\varepsilon_i} + u_k^+ - u_i^+\right), \\ u_k^- = 2\,\Gamma\left(-\dfrac{\varepsilon_0\sigma_0}{2\varepsilon_i} + u_k^+ - u_i^+\right). \end{cases}$
 Однородная область		$U^- = S\,U^+$, где $S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix}$, $S_{I_pK_q} = \Delta_{K_q} G_n^E(\xi_p, \xi_q)$.



а) *б)*

Рисунок 3 - Зависимость функции Грина от нормированного расстояния $\Delta y/h$ для пластин с различной шириной d и относительной проницаемостью ε_2: а) - для ε_2=9,0; б) - для ε_2=3,0. Кривая 1 соответствует $d \to \infty$; 2 - $\varepsilon_2 = 1$; 3 - $d = h$; 4 - $d = h/10$

Следует отметить, что функции Грина пластины конечной ширины d и пластины с неограниченной шириной совпадают с графической точностью при размере d превышающем толщину h подложки примерно в два раза. В свою очередь при $d<h/10$ результаты расчета для пластины конечных размеров практически не отличаются от данных, полученных для случая, когда пластина отсутствует.

2 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В качестве примеров, иллюстрирующих влияние конечных размеров слоев подложки на характеристики передающих линий, рассмотрим микрополосковые волноведущие структуры, изображенные на рис.4.

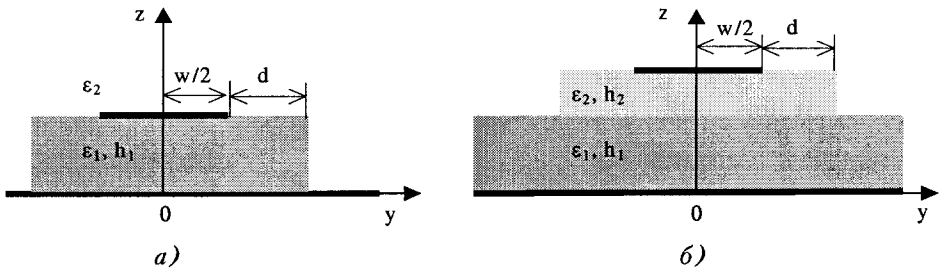
На рис.5 приведены зависимости эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{эф}$ и волнового сопротивления Z_0 для линии на рис. 4,а с параметрами $\varepsilon_1 = 9{,}8$; h_1=1,0 мм.

Аналогичные зависимости показаны на рис.6 для линии, изображенной на рис 4,б с параметрами $\varepsilon_1=\varepsilon_2=9{,}8$; h_2=1,0 мм при изменении толщины слоя h_i, имеющего неограниченные размеры.

Для однослойной подложки с конечной шириной в расчетах использовались соотношения (10), (11). Результаты вычислений полностью совпали с данными из [5], полученными иным методом расчета.

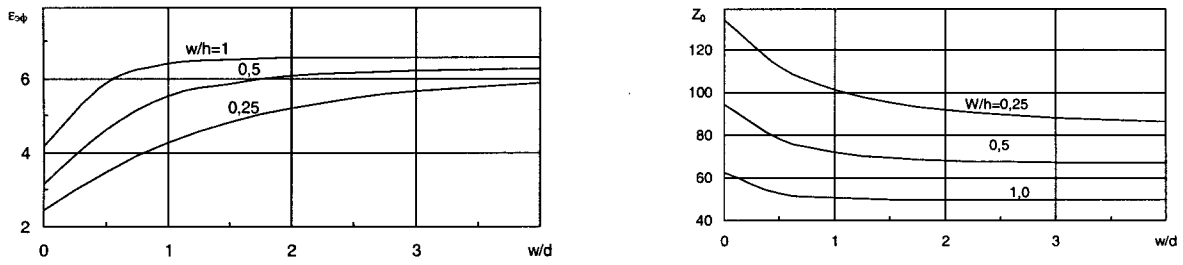
Для двухслойной подложки соотношения (10), (11) применялись совместно с функцией Грина для слоя диэлектрика, лежащего на металлической поверхности. Эта функция составлялась по методу, изложенному в [6].

Необходимо отметить существенное изменение $\varepsilon_{эф}$ и Z_0 при d/w<1, особенно для малых отношений w/h. Начиная с d/w>4, влияние размеров подложки становится слабым, поэтому кривые на графиках практически совпадают с $\varepsilon_{эф}$ и Z_0 линий с подложкой неограниченных размеров.



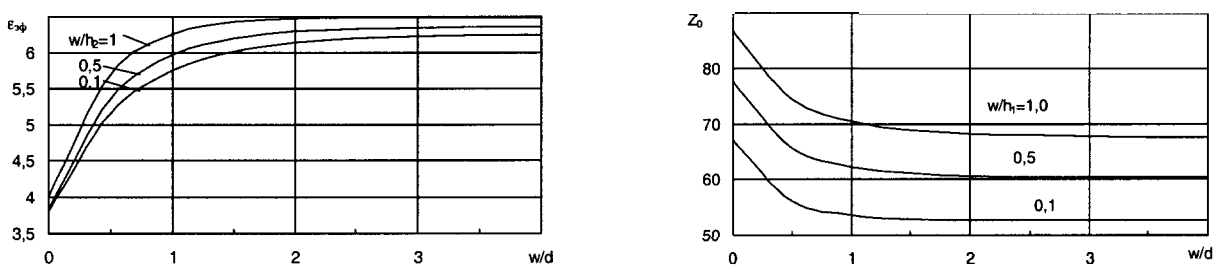
а) *б)*

Рисунок 4 - Микрополосковые линии на подложке с конечными размерами: а) - линия с однослойной подложкой, б) - линия с двухслойной подложкой, один из слоев которой имеет конечные размеры



а) *б)*

Рисунок 5 - Эффективная диэлектрическая проницаемость и волновое сопротивление микрополосковой линии на однослойной подложке с конечными размерами



а) *б)*

Рисунок 6 - Эффективная диэлектрическая проницаемость и волновое сопротивление микрополосковой линии на двухслойной подложке с конечными размерами

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрены алгоритмические основы квазистатического анализа микрополосковых линий на комбинированной подложке. Предложен простой и универсальный алгоритм расчета функций Грина исследуемых структур с использованием декомпозиционных схем, который отличается простотой и удобством его использования для анализа сложных конструкций подложек, представляемых комбинациями слоёв как конечных, так и неограниченных размеров. Приведены результаты моделирования микрополосковых линий на диэлектрических подложках с ограниченными размерами. Отмечено существенное изменение $\varepsilon_{эф}$ и Z_0 при $d/w<1$, особенно для малых отношений w/h. Начиная с $d/w>4$, влияние размеров подложки становится слабым, поэтому значения $\varepsilon_{эф}$ и Z_0 практически совпадают с параметрами линий на подложке неограниченных размеров.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Проектирование интегральных устройств СВЧ: Справочник / Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин, Б.Д. Солганик и др. - К.: Техніка, 1990. - 159 с.
2. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств: Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1987. - 432 с.
3. Тозони О В. Метод вторичных источников в электротехнике.- М.: Энергия, 1975.-296 с.
4. Миролюбов Н.Н., Костенко М.В., Левинштейн М.Л., Тиходеев Н.Н. Методы расчета электростатических полей. - М.: Высшая школа, 1963. - 415 с.
5. Smith C.T., Chang R.S. Microstrip transmission line with finite-width dielectric // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.-1980.-Vol. 28.-№ 2.-P. 90-94.
6. Карпуков Л.М. Построение и анализ декомпозиционных моделей микрополосковых структур // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 1984. - Т.27.-№ 9. - С. 32 - 36.

Надійшла 20.02.04
Після доробки 30.03.04

В роботі на основі методу вторинних джерел і декомпозиційних схем кусочно-однорідних середовищ розроблено універсальний алгоритм розрахунку функцій Грина для електростатичного потенціалу. Для побудови декомпозиційних схем запропонована елементна база, яка представлена матрицями розсіювання. Алгоритм відрізняється простотою та зручністю його використання для квазістатичного аналізу мікросмужкових ліній на підкладках у вигляді комбінацій шарів як скінченних, так й нескінченних розмірів. Наведені приклади моделювання.

In this work, on the basis of the method of auxilary sources and decomposition schemes for piecewise homogeneous medium, a universal algorithm of computing Green's function for the electrostatic potential is developed. For construction of decomposition schemes, the base of elements, which are presented by scattering matrices, is proposed. The algorithm is simple and convenient for the use in the quasi-static analysis of microstrip lines whose substrates are composed of finite and infinite layers.

УДК 537.8:621.372.8

А.А. Мисюра, В.М. Онуфриенко

ПОВЕРХНОСТНАЯ МОДА В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С АНИЗОТРОПНОЙ ФРАКТАЛЬНОЙ ПЛАСТИНОЙ

Представлены результаты исследования поверхностной моды, распространяющейся в прямоугольном волноводе, частично заполненном поперечно намагниченным анизотропным ферритом. Для нахождения α - характеристик компонент поля в представленной среде использован аппарат дробного интегро - дифференцирования. Определена зависимость значений поверхностного импеданса и компонент электромагнитного поля от величины скейлингового показателя, характеризующего степень фрактальности ферритового заполнения.

ВВЕДЕНИЕ

Электрические параметры ε и μ обычных диэлектрических и магнитных сред определяются их физической структурой, поэтому актуализирующиеся в применениях среды с необычными свойствами (см., напрмер [1]) получают, используя структурирование однородных по составу сред либо частичное заполнение. Искусственная частично заполненная среда отличается от однородной тем, что связывающее вещество более или менее непрерывно, тогда как заполняющее вещество или наполнитель имеет вид малых сфер, пластинок, нитей и др. Объемные параметры такой композиционной среды зависят от взаимного положения частиц и могут оказаться анизотропными. Очевидно, эти параметры определяются размером, формой и взаимным положением частиц их наполнителя.

Частично заполненные диэлектриком волноводы исследовались многими авторами (см., например,[2]). Получены с помощью различных математических моделей представления для собственных значений и собственных функций мод при положении диэлектрической пластины как параллельно узкой, так и широкой стенкам волновода.

Особый интерес представила аномалия, связанная с поверхностной модой, описанная в [3] для случая прямоугольного волновода, частично заполненного поперечно намагниченным ферритом. Автором сделаны выводы о существовании поверхностной "щелевой" волны как при наличии малого воздушного зазора между стенкой волновода и ферритом, так и при отсутствии его, когда слой металла, образующего волновод, наносился непосредственно на поверхность феррита. Кроме того,

Для решения ЗК, входящей в состав исходной задачи, в зависимости от размерности решаемой задачи и имеющихся вычислительных ресурсов могут быть использованы точные или эвристические методы. Показатели точности и сложности предложенного метода определяются точностью и сложностью используемых методов решения задачи группирования элементов и задачи коммивояжера. Базовая схема метода имеет полиномиальную временную сложность от количества элементов структуры.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Бескоровайный В.В. Системологический анализ проблемы структурного синтеза территориально распределенных систем // Автоматизированные системы управления и приборы автоматики. - 2002. - Вып. 120. - С. 29 - 37.
2. Петров Э.Г., Писклакова В.П., Бескоровайный В.В. Территориально распределенные системы обслуживания. - К.: Техника, 1992. - 208 с.
3. Меламед И.И., Сергеев С.И., Сигал И.Х. Задача коммивояжера. Вопросы теории //Автоматика и телемеханика. - 1989. - № 9. - С. 3 - 33.
4. Меламед И.И., Сергеев С.И., Сигал И.Х. Задача коммивояжера. Точные методы //Автоматика и телемеханика. - 1989. - № 10. - С. 3 - 29.
5. Меламед И.И., Сергеев С.И., Сигал И.Х. Задача коммивояжера. Приближенные алгоритмы // Автоматика и телемеханика. - 1989. - № 11. -С. 3 - 27.
6. Бескоровайный В.В. Модификация метода направленного перебора для синтеза топологии систем с радиально-узловыми структурами //АСУ и приборы автоматики. - 2003. - Вып. 123. - С. 110-116.
7. Гудман С., Хидетниеми С. Введение в разработку и анализ алгоритмов. -М.: Мир, 1981. - 368 с.

Надійшла 22.03.04

Розглядається задача синтезу топології територіально розподілених систем в класі кільцевих (радіально-кільцевих) структур з розширеним набором оптимізаційних параметрів і обмежень. Запропоновано математичну модель і метод розв'язання задачі. Наведено оцінки часової складності та точності запропонованого методу.

Problem of syntheses of topology territorial distributed systems in the class recirculating (radial-recirculating) structures with supersets optimized parameters and restrictions is considered. Mathematical model and method of deciding a problem is offered. Brought evaluations of time difficulty and accuracy of offered method.

УДК 658.5

А.И. Вершина, Б.Т. Солдатов, А.А. Ермоленко

УЧЕБНЫЙ ПРОЦЕСС КАК ИЕРАРХИЧЕСКАЯ СИСТЕМА

Процесс обучения рассматривается с позиции теории решения задач и представляется как иерархическая система принятия решений. Каждый уровень получения знаний описывается как процесс Маркова, поглощающие состояния которого определяют параметры элементов вышестоящих уровней.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в связи с ростом уровня требований к эффективности образовательного процесса наблюдается рост интереса к формальным методам организации процесса обучения. Особое внимание уделяется качественному планированию процесса обучения и эффективным методам анализа и контроля усвоения материала.

Процесс обучения представляет собой сложную систему воздействий на субъект, в результате которых он получает знания. Совершенствование методов обучения с целью повышения эффективности учебного процесса влечет за собой необходимость определения целесообразности проведения изменений в учебном процессе. Для решения данной задачи необходимо иметь математическую модель учебного процесса, которая позволит оценить влияние предлагаемых методов обучения на уровень знаний субъектов. Рассмотрим данную проблему с общих позиций и опишем процесс обучения с позиции теории иерархических многоуровневых систем [1-2] и теории решения задач [3-4], представляя обучение как задачу получения знаний. Каждый уровень получения знаний будем описывать как процесс Маркова, попадание в поглощающие состояния которого определяют параметры элементов вышестоящих уровней [5].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Обучение представляет собой сложную систему воздействия на субъект, в которой присутствует определенный порядок.

Рассмотрим процесс обучения с позиции общей теории систем.

Определение системы S как отношения R на множестве V имеет вид

$$S = \langle R, V \rangle . \qquad (1)$$

В соответствии с работой [1] отношение R может быть представлено множеством отношений

$$R = \{T, \xi\} , \qquad (2)$$

первое из которых является структурой системы, второе соответствует множеству конституэнт отношения

$$\xi_K = \{\xi_1, \cdots, \xi_n\} . \qquad (3)$$

Определение структуры T системы связано с погружением отношения R, описывающего систему, в некоторое множество отношений, отличающихся друг от друга значениями конституэнт

$$R = \{R_1, \cdots, R_n\}, \tag{4}$$

при этом

$$T = \bigcap_{i=1}^{n} R_i, \tag{5}$$

$$\xi_i = R_i / T, \quad i = \overline{1,n}. \tag{6}$$

Для характеристики системы введем еще одно множество

$$\xi = \bigcup_{i=1}^{n} \xi_i, \tag{7}$$

которое образовано из элементов, образующих конституэнты.

В соответствии с работой [2], иерархия системы определяется отношением строгого порядка на элементах, из которых состоит система. Отсюда система S является иерархической, если на множестве V определено отношение строгого порядка H. Определение отношения H может иметь различную природу, однако обычно оно тесно связано со структурой системы. В данной работе система будет иерархической, если транзитивное замыкание структуры приводит к отношению строгого порядка H

$$H = \hat{T}, \tag{8}$$

где $\hat{}$ - операция транзитивного замыкания.

Формальное определение иерархической системы S_H будем представлять тройкой

$$S_H = \langle \{T, \xi\}, H, V \rangle. \tag{9}$$

Изучение свойств систем будем производить путем исследования особенностей каждой составляющей определения (9).

Рассмотрим процесс обучения с позиции теории решения задач [3], при этом обучение будем представлять как задачу передачи и усвоения знаний субъектом. Передача и усвоение знаний осуществляется под воздействием различных методов обучения, которые переводят субъект обучения из некоторого начального состояния, соответствующего отсутствию знания, в конечное состояние, которое соответствует полученному и усвоенному знанию.

В качестве основных методов решений поставленной задачи, предлагаемых теорией решения задач [3], рассмотрим метод состояний и операторов и метод разбиения задачи на подзадачи.

Воспользуемся понятием эксперимента [4], определив множество экспериментов E как подмножество декартового произведения множества C состояний обучаемого (задачи) на множество V методов обучения (операторов)

$$E \subset C \times V. \tag{10}$$

Состояние будем связывать с объемами знаний субъекта по определенному предмету, полученными к некоторому моменту времени. При этом будем считать, что в состоянии отражена история его получения.

Обозначим через $E_i \subset E$ и $C_i \subset C$ подмножества проводимых экспериментов и получаемых состояний при обучении субъекта $z_i \in Z$. Метод состояний и операторов представляет последовательность переходов от эксперимента к эксперименту, описываемую отображением

$$\Psi : E \to E. \tag{11}$$

Проекция элемента $e \in E_i$ области прибытия отображения Ψ на множество C дает новое состояние субъекта (задачи)

$$c = Пр_C \Psi(e); \quad c \in C, \tag{12}$$

а проекция на множество V определяет следующее воздействие (оператор)

$$v = Пр_V \Psi(e); \quad v \in V. \tag{13}$$

С помощью отображения Ψ (11) определим отношения Ψ_C и Ψ_V на множествах C и V соответственно

$$(\forall < c_i, c_j > \in \Psi_C)(c_i = Пр_c \Psi(< c_j, v >)); \quad c_i, c_j \in C_i; \tag{14}$$

$$(\forall < v_i, v_j > \in \Psi_V)(v_i = Пр_V \Psi(< c_j, v >)); \quad v_i, v_j \in V. \tag{15}$$

Приведенное выше определение состояния с учетом истории его получения позволяет сделать вывод об антитранзитивности отношения Ψ_C, то есть, если существует последовательность получения состояний обучающегося (задачи)

$$\begin{aligned} c_1 &= \Psi_C(c_0); \\ c_2 &= \Psi_C(c_1); \\ &\cdots\cdots\cdots \\ c_n &= \Psi_C(c_{n-1}), \end{aligned} \tag{16}$$

то невозможно $c_i = \Psi_C(c_j)$, где $i > j+1; j = \overline{1,n-2}$.

В свою очередь, антитранзитивное отношение является редукцией строгого порядка

$$\Psi_C = P_C^r, \tag{17}$$

откуда

$$P_C = \hat{\Psi}_C. \tag{18}$$

Отношения $\langle \Psi, E_i \rangle$ и $\langle \Psi_C, C_i \rangle$ являются изоморфными.

Действительно, из определения эксперимента (10) следует однозначное соответствие каждому эксперименту $e \in E$ состояния $c \in C$, определяемого проекцией эксперимента на компоненту C.

Покажем, что каждому состоянию может соответствовать не более одного эксперимента. Предположение о том, что данное утверждение неверно, допускает существование различных экспериментов, в результате проведения которых могут быть получены одинаковые состояния. Это противоречит определению состояния о позиции истории его получения.

Таким образом, между состояниями C_i и экспериментами E_i существует биективное соответствие.

Кроме того, из определения отношения Ψ_C (14) вытекает гомоморфизм отношения $\alpha : E_i \to C_i$ отображения Ψ в Ψ_C. Отсюда следует изоморфизм $\langle \Psi, E_i \rangle$ и $\langle \Psi_C, C_i \rangle$. Следствием изоморфизма является существование отношения совершенного строгого порядка на множестве E_i, равного

$$P_i = \hat{\Psi}. \tag{19}$$

Множество C содержит в себе два непересекающихся подмножества начальных C_0 и конечных C_f состояний [5]. Им соответствуют подмножества начальных и конечных экспериментов E_0 и E_f соответственно

$$(\forall e \in E_0)(Пр_C e \in C_0); \tag{20}$$

$$(\forall e \in E_f)(Пр_C e \in C_f). \tag{21}$$

Операторы, входящие в конечные эксперименты, будем называть пустыми. Пустой оператор является признаком завершения процесса обучения (решение задачи).

Если для $n \le N$, где N - некоторое конечное число,

$$\begin{aligned} &\Psi(e_0) = e_1; \\ &\Psi(e_1) = e_2; \\ &\cdots\cdots\cdots \\ &\Psi(e_{n-1}) = e_n, \end{aligned} \tag{22}$$

причем $e_0 \in E_0$; $\overline{e_1, e_{n-1}} \in E/(E_0 \cup E_f)$; $e_n \in E_f$, то будем говорить, что обучение (решение задачи) осуществлено методом состояний и операторов.

Перейдем к отношению Ψ_V. Его роль состоит в отражении взаимосвязи различных видов воздействий из множества V. В предельном случае отношение Ψ_V представляет эквивалентность, то есть допускаются любые переходы между операторами.

Упорядочим элементы множества V. Разобьем множество экспериментов E_i на подмножества E_{Vj}, элементы которых имеют одинаковые проекции на V

$$(\forall e \in E_{Vj})(Пр_V e = v_j). \tag{23}$$

С помощью отношения P_i в каждом подмножестве E_{Vj} выделим максимальные элементы e_{jmax}. Подмножества E_{Vj} упорядочим с помощью отношения P_i на максимальных элементах, взятых в качестве представителей этих подмножеств. Далее, исходя из однозначного соответствия подмножеств E_{Vj} элементам множества V, определим отношение порядка P_{Vi} на элементах множества V

$$(\forall \langle v_k, v_l \rangle)(\langle e_{k\max}, e_{l\max} \rangle \in P_{Vi}). \tag{24}$$

Если в процессе обучения субъекта $z_i \in Z$ отношение P_{Vi} будет неизменно и равно P_V, то будем считать, что перед нами иерархическая система S_A, в основе которой лежит метод состояний и операторов. Структура системы S_A в этом случае равна редукции отношения P_V

$$T = P_V^r. \tag{25}$$

Множество ξ определяется следующим образом

$$\xi = \Psi_V / P_V^r. \tag{26}$$

Определение системы S_A для данного случая с учетом соотношений (25) и (26) имеет вид

$$S_A = \langle \{P_V, \Psi_V / P_V^r\}, P_V^r, V \rangle. \tag{27}$$

Представим множество состояний задачи подмножеством декартового произведения множеств H_i, $i = \overline{1,m}$

$$C \subseteq H_1 \times \cdots \times H_m. \tag{28}$$

Каждому множеству H_i будем ставить в соответствие конкретное свойство, количественные характеристики которого определяются элементами этого множества

$$H_i = \{h_{i1}, \cdots, h_{ik_i}\}. \tag{29}$$

Отсюда состояние c_j представляет собой кортеж

$$c_j = \langle h_{1j}, \cdots, h_{mj} \rangle. \tag{30}$$

Для состояний, у которых отсутствуют некоторые свойства, соответствующие проекции кортежа будем считать пустыми.

Определим понятия сложного состояния, сложного эксперимента и сложного оператора.

Сложное состояние c_s представим множеством состояний

$$c_s = \{c_{s1}, \cdots, c_{sm}\}, \tag{31}$$

для которого справедливы следующие высказывания

$$\begin{aligned} &(\forall c_{si} \in c_s)(\forall j = \overline{1,m})((Пр_k c_{si} = \\ &= Пр_k c_{sj}) \vee (Пр_k c_{sj} = 0)); \end{aligned} \tag{32}$$

$$(\forall c_{si} \neq c_{sj})(\exists k = \overline{1,m})(Пр_k c_{si} \neq Пр_k c_{sj}) ; \quad (33)$$

$$(\forall k = \overline{1,m})(\exists c_{si} \in c_s)(Пр_k c_{si} = Пр_k c_s). \quad (34)$$

Первое высказывание (32) определяет условие согласованности состояний при описании одних и тех же свойств. Второе (33) - наличие в различных состояниях отличающихся друг от друга проекций. И, наконец, последнее высказывание (34) соответствует полноте определения сложного состояния через входящие в него элементарные состояния.

Сложным оператором v_s будем называть подмножество операторов

$$v_s = \{v_{s1}, \cdots, v_{sm}\} , \quad (35)$$

каждый из которых переводит некоторое общее для всех операторов исходное состояние c_0 в состояние, входящее в сложное состояние, а множество полученных таким образом состояний полностью определяют сложное состояние

$$c_s = \{Пр_c R(\langle c_0, v_{s1}\rangle), \cdots, Пр_c R(\langle c_0, v_{sm}\rangle)\} . \quad (36)$$

Множество экспе_ иментов, об_ азованных дека_ товым произведением одноэлементного множества $\{c_0\}$ на множество v_s определим как сложный эксперимент

$$e_s = \{c_0\} \times v_s = \{\langle c_0, v_{s1}\rangle, \cdots, \langle c_0, v_{sm}\rangle\} = \{e_{s1}, \cdots, e_{sm}\} . \quad (37)$$

Высказывание (32) предполагает наличие совпадающих проекций в состояниях. Их согласования можно добиться многократным использованием различных операторов, что объясняет необходимость введения конституэнт (6). В ряде случаев совпадениями можно пренебречь и высказывание (32) будет принимать вид

$$(\forall c_{si} \in c_s)(\forall j = (\overline{1,m} \wedge j \neq i))(Пр_k c_{si} \neq Пр_k c_{sj}) . \quad (38)$$

Этим случаям соответствует применение метода разбиения задачи на подзадачи.

Между элементами, определяющими сложные состояния, операторы и эксперименты, и сложными состояниями, операторами и экспериментами существуют отношения несовершенных строгих порядков N_C, N_V и N соответственно. Эти отношения отражают взаимосвязь части и целого в рассмотренных понятиях.

С позиции использования сложных операторов эксперимент по решению задачи может быть записан следующим образом

$$\Psi(e_s) = \{\Psi(e_{s1}), \cdots, \Psi(e_{sm})\} = e \in E_f . \quad (39)$$

Если для любого субъекта обучения (задачи) $z_i \in Z$ справедливо высказывание (38) и при этом отношение N_V будет неизменным, то будем считать, что перед нами иерархическая система S_B, в основе которой лежит обучение методом разбиения задачи на подзадачи.

Структура этой системы совпадает с отношением N_V. Множество ξ - пусто. Таким образом,

$$S_B = \langle\{N_V, 0\rangle, N_V, \{v_s, v_{s1}, \cdots, v_{sm}\}\rangle . \quad (40)$$

Иерархия в этих системах определяется соответственно отношениями строгих совершенного и несовершенного порядков. Графы отношений на множестве операторов, образующих простейшие иерархические системы, приведены на рис. 1.

Приведенные выше рассуждения показывают, что метод состояний и операторов и метод разбиения задачи на подзадачи лежат в основе двух типов иерархических систем. Системы S_A (27) и S_B (39) в своей основе содержат один из рассмотренных методов поиска решений. Перейдем к построению иерархических систем, являющихся результатом совместного применения этих методов.

С этой целью на множестве иерархических систем введем операции умножения $\otimes$ и сложения $\oplus$, которые соответственно свяжем с основными свойствами метода состояний и операторов и метода разбиения задачи на подзадачи соответственно.

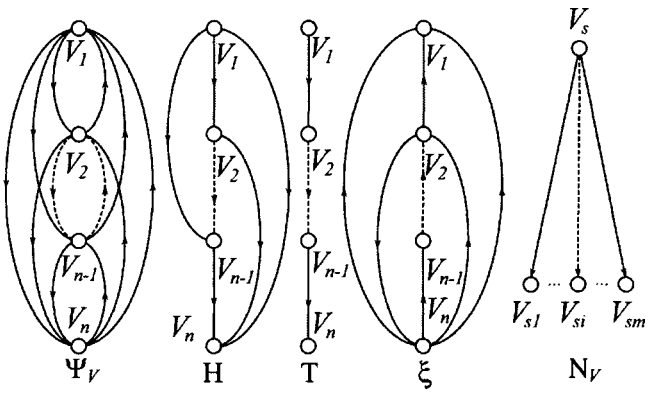


Рисунок 1 - Графы отношений простейших иерархических систем

Пусть имеются две иерархические системы

$$S_i = \langle\{T_i, \xi_i\}, H_i, V_i\rangle ; \quad (41)$$

$$S_j = \langle\{T_j, \xi_j\}, H_j, V_j\rangle . \quad (42)$$

Результат умножения и сложения этих систем определим как системы

$$S_\otimes = S_i \otimes S_j = \langle\{T_\otimes, \xi_\otimes\}, H_\otimes, V_\otimes\rangle ; \quad (43)$$

$$S_\oplus = S_i \oplus S_j = \langle\{T_\oplus, \xi_\oplus\rangle, H_\oplus, V_\oplus\rangle . \quad (44)$$

Свойства отношений $H_\otimes, T_\otimes, \xi_\otimes, H_\oplus, T_\oplus, \xi_\oplus$ для произвольных иерархических систем еще не достаточно ясны. Приведенные ниже определения этих отношений

следует рассматривать как частные случаи, к которым сводятся эти отношения для систем, рассматриваемых в данной работе. Для простоты будем рассматривать случаи, когда пересечение множеств операторов, входящих в различные системы, пусто, то есть,

$$V_i \cap V_j = 0 . \quad (45)$$

Для операции умножения будем использовать следующие выражения

$$H_{\otimes} = \hat{H}_{\otimes\cup} , \quad (46)$$

где $H_{\otimes\cup} = ((V_i \times V_j) \cup H_i \cup H_j$;

$$T_{\otimes} = H^r_{\otimes}; \quad (47)$$

$$\xi_{\otimes} = \xi_i \cup \xi_j \cup (V_j \times V_i). \quad (48)$$

Для операции сложения

$$H_{\oplus} = \hat{H}_{\oplus\cup} , \quad (49)$$

где $H_{\oplus\cup} = (\{v_s\} \times (V_i \cup V_j)) \cup H_i \cup H_j$;

$v_s = V_i \cup V_j$ - сложный оператор;

$$T_{\oplus} = H^r_{\oplus}; \quad (50)$$

$$\xi_{\oplus} = \xi_i \cup \xi_j . \quad (51)$$

Кроме того,

$$V_{\otimes} = V_i \cup V_j; \quad (52)$$

$$V_{\oplus} = \{v_s\} \cup V_i \cup V_j. \quad (53)$$

В соответствии с леммой, приведенной в [6], каково бы ни было отношение, транзитивное замыкание тогда и только тогда является строгим порядком, когда в графе отношения нет контуров. Отсюда вытекает особенность рассматриваемых в настоящей работе систем - это отсутствие общих элементов в системах, над которыми производятся операции. Введенное ограничение не повлияет на описание структуры процесса обучения, а общий случай требует проведения дополнительных исследований и не выходит за рамки данной работы.

Очевидно, что для операции умножения отсутствует коммутативность

$$S_i \otimes S_j \neq S_j \otimes S_i . \quad (54)$$

Системы, образованные как результат применения операция умножения и сложения, будем называть сложными.

Структура и иерархия дают возможность упорядочить процесс обучения и представить его как иерархическую систему принятия решений. Наряду с этим, особую роль играют конституэнты и их составляющие, которые отражают итерационный характер учебного процесса.

В процессе обучения присутствуют два принципиально различных вида деятельности: передача объема информации субъекту обучения и проверка усвоения знаний. Этим видам деятельности будем ставить в соответствие два этапа.

Этапы обучения обычно предшествуют этапам проверки усвоения знаний. Проверка знаний предполагает разветвление процесса. Как правило, при выполнении соответствия усвоенных знаний стоящим требованиям осуществляется переход к последующим этапам обучения, в то время как отсутствие соответствия, фактически, приводит к повторению в той или иной степени процесса усвоения знаний.

В соответствии с рассмотренными ранее понятиями, каждому этапу обучения может быть поставлен в соответствие оператор $v_i \in V$, а каждому этапу проверки знаний - элементы множеств V и ξ. Проекция элемента $\xi_i \in \xi$ на первую компоненту $Пр_1\xi_i$ определяет этап обучения (оператор), после которого следует данный этап проверки знаний. Проекция на вторую компоненту $Пр_2\xi_i$ определяет этап обучения, к ошибкам которого "чувствителен" этот этап проверки знаний.

Механизм перехода от оператора к оператору может быть объяснен с помощью введения следующих двух отображений

$$A : C \to C; \quad (55)$$

$$Q : C \to V. \quad (56)$$

Отображение A представляет проверку знаний, а отображение Q определяет выбор нового оператора на основании полученных результатов проверки. Между отношением Ψ_V и A и Q существует простая связь

$$Пр_2\Psi_V = A * Q. \quad (57)$$

В идеальном случае отображение A является единичным, то есть каждому состоянию оно ставит в соответствие это же состояние. В реально существующих процессах результат проверки знаний часто отличен от действительного уровня усвоения знаний и, следовательно, отображение A в общем случае не является единичным

$$(\exists c \in C)(c \neq A(c)). \quad (58)$$

Выбор следующего оператора осуществляется на основании принадлежности состояния объекта обучения некоторому подмножеству C_V, входящему в фактормножество C/V по отношению к множеству V. Элементы подмножества C_V объединены применением к ним одного и того же оператора

$$(\forall c \in C_V)(Q(c) = v). \quad (59)$$

Состояние, по которому производится выбор оператора, определяется отображением (56). Оператор $v = Q(c)$ может как совпадать с оператором $v^* = Q(A(c))$, так и

быть отличным от него. В первом случае проверка знаний соответствует требованиям, предъявляемым к этапам проверки знаний, во втором - представляет некачественное проведение проверки знаний. При некачественной проверке знаний возможны варианты избыточного повторного обучения при достаточно высоком уровне знаний или переход к следующему этапу обучения при низком уровне знаний.

Взаимосвязь этапов обучения схематически представлена на рис.2.

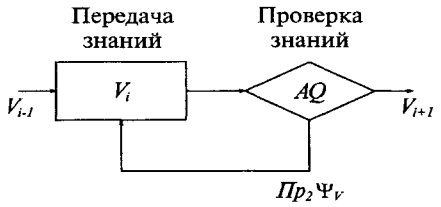


Рисунок 2 - Этапы обучения

Определенные удобства при представлении структуры и проведении вычислений предположение о том, что переходы к следующим этапам обучения осуществляется последовательно в соответствии со структурой, в то время как повторение этапов обучения соответствует переходам только к более ранним этапам.

При этом этапы, находящиеся между последним выполненным этапом и этапом повторного обучения в определенной степени повторяются. Взаимосвязь этапов в этом случае приобретает вид, представленный на рис.3.

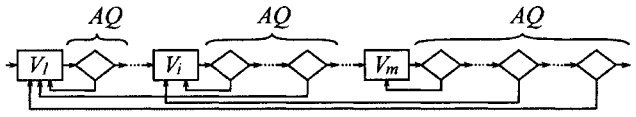


Рисунок 3 - Взаимосвязь нескольких этапов обучения

Состояния, получаемые в результате применения оператора, обладают свойствами, которые они приобрели в результате применения ряда предыдущих операторов. Поэтому проведение анализа состояния (проверки знаний) может затронуть предыдущие этапы, что отражено "обратными связями", изображенными на этом рисунке. Комплексная проверка знаний представляется несколькими этапами анализа состояния, которые связаны с предыдущими этапами обучения.

Для количественных исследований процесса обучения предлагается воспользоваться результатами, полученными в [5], в которой процесс обучения представлен цепью Маркова. Данный подход основан на предположении, что вероятность получения знаний в бесконечно малом промежутке времени пропорциональна размеру этого промежутка.

Марковская модель обучения представлена следующими состояниями процесса, представленного этапами обучения:

- состояние 1 - исходное состояние;
- состояние 2 - усвоение определенного объема знаний;
- состояние 3 - отсутствие удовлетворительного усвоения знаний;
- состояние 4 - результат усвоения знаний после проведения проверки знаний;
- состояние 5 - результат отсутствия удовлетворительного усвоения знаний после их проверки.

Вероятности переходов между состояниями считаются постоянными величинами.

Матрица переходов для поглощающей цепи Маркова имеет вид [6]

$$P = \begin{bmatrix} Q & R \\ O & E \end{bmatrix}, \qquad (60)$$

где Q - подматрица, описывающая поведение процесса до попадания в поглощающее состояние;

R - подматрица переходов в поглощающие состояния;

O, E - нулевая и единичные подматрицы.

Для рассмотренного процесса обучения состояния 4 и 5 являются поглощающими.

Матрицы Q и R соответственно равны

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & K_0 & 1-K_0 \\ 1-A & 0 & 0 \\ \overline{A} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \; R = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ A & 0 \\ 0 & 1-\overline{A} \end{bmatrix}, \qquad (61)$$

где K_0 - вероятность усвоения знания;

A и $\overline{A}$ - вероятности качественной проверки усвоенных и неусвоенных знаний соответственно.

Использование фундаментальной матрицы $N=(E-Q)^{-1}$ позволяет получить ряд важнейших характеристик исследуемого процесса. Так элемент $n_{i,j}$ матрицы N дает ожидаемое количество моментов времени, которое проводит процесс в состоянии j до попадания в поглощающее состояние при условии, что он начался в состоянии i.

Матрица $B = N * R$ позволяет оценить вероятность попадания в соответствующее поглощающее состояние. Использование цепей Маркова удобно для описания процесса, использующего метод состояний и операторов.

Параметры структур, соответствующих методу разбиения задачи на подзадачи, определяются более простым выражениям

$$\text{- качество - } K = \prod_{i=1}^{m} K_i, \qquad (62)$$

где K_i - качество обучения на этапе i;

$$\text{- затраты - } Z = \sum_{i=1}^{m} Z_i, \qquad (63)$$

где Z_i - затраты на обучение на этапе i.

МОДЕЛИРОВАНИЯ УЧЕБНОГО ПРОЦЕССА

Изложенные предпосылки могут быть положены в основу создания модели учебного процесса высшего учебного заведения.

Для описания процесса обучения выделим следующие множества:

- множество разделов дисциплин обучения (операторы V_p);
- множество дисциплин специальности (операторы V_∂);
- множество специальностей института (операторы V_c);
- множество институтов, входящих в университет (операторы V_u).

Дисциплина представляет произведение разделов дисциплины

$$v_\partial = v_{1p} \otimes v_{2p} \otimes \cdots \otimes v_{ip} \otimes \cdots \otimes v_{m\partial} = \prod_{i=1}^{m\partial} v_{i\partial}, \quad (64)$$

где $v_\partial \in V_\partial$;

$v_{ip}, i = \overline{1, m\partial}$ - операторы, отражающие изучение отдельных разделов дисциплины.

Каждая специальность представляет сумму дисциплин

$$v_c = v_{1\partial} \oplus v_{2\partial} \oplus \cdots \oplus v_{i\partial} \oplus \cdots \oplus v_{mc} = \sum_{i=1}^{mc} v_{i\partial}, \quad (65)$$

где $v_c \in V_c$;

$v_{i\partial}, i = \overline{1, mc}$ - операторы, отражающие изучение отдельных дисциплин специальности.

Учебный процесс института представляет сумму специальностей

$$v_u = v_{1c} \oplus v_{2c} \oplus \cdots \oplus v_{ic} \oplus \cdots \oplus v_{mu} = \sum_{i=1}^{mu} v_{ic}, \quad (66)$$

где $v_u \in V_u$;

$v_{ic}, i = \overline{1, mu}$ - операторы, отражающие обучение различным специальностям в данном институте.

Учебный процесс университета (оператор v_y) представляет сумму учебных процессов институтов, входящих в университет

$$v_y = v_{1u} \oplus v_{2u} \oplus \cdots \oplus v_{iu} \oplus \cdots \oplus v_{mu} = \sum_{i=1}^{mu} v_{iu}, \quad (67)$$

где $v_{ic}, i = \overline{1, mu}$ операторы, отражающие обучение различным специальностям в соответствующих институтах.

Для наглядности индексы вхождения операторов в вышестоящие уровни опущены и используются смысловые обозначения p, ∂, c, u, y, которые отражают уровни разделов, дисциплин, специальностей, институтов и университета. Правильнее бы было для раздела i дисциплины j по специальности k в институте l соответствующие операторы записать как v_{ijkl}, выражение для учебного процесса университета в этом случае будет иметь вид

$$v_y = \sum_{l=1}^{m} \sum_{k=1}^{ml} \sum_{j=1}^{mlk} \prod_{i=1}^{mlkj} v_{lkji}, \quad (68)$$

где $m, ml, mlk, mlkj$ - соответствующие количества разделов, дисциплин, специальностей и институтов.

Введение этапов обучения позволяет в соответствии с приведенными выражениями представить весь учебный процесс в виде, изображенном на рис. 4.

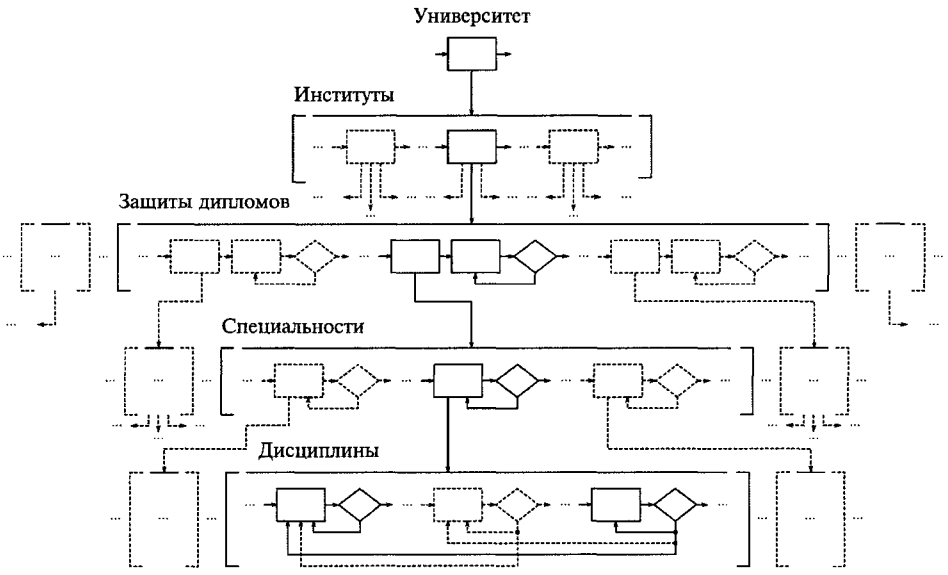


Рисунок 4 - Учебный процесс университета

ISSN 1607-3274 "Радіоелектроніка. Інформатика. Управління" №1, 2004

На нижнем уровне представлена структура изучения отдельной дисциплины, в которой отражены этапы обучения и проверки знаний по отдельным разделам дисциплины. Этапы проверки знаний отражают более глубокую взаимосвязь разделов, которая представлена "обратными связями" каждого последующего раздела с предыдущими.

Множество дисциплин определяют конкретную специальность, что отражено уровнем специальностей. На уровне специальностей этапу проверки знаний соответствуют экзамены и зачеты по дисциплинам.

Множество специальностей определяют специализацию институтов. Для наглядности введен уровень защиты дипломных проектов (работ). При этом введены этап обучения дисциплинам, отражающий процесс обучения нижестоящих уровней, и этап разработки дипломного проекта. Этап проверки знаний соответствует защите дипломных проектов.

И, наконец, множество институтов объединено в университет, который находится на самом верхнем уровне представленной структуры.

Приведенная на рис.4 структура представляет учебный процесс крайне упрощенно и отражает только основные принципы построения структуры учебного процесса университета.

Количественный анализ процесса обучения представлен параметрами затрат на обучение и качеством обучения [5]. Для нижестоящих уровней при описании процессов, содержащих множественные взаимосвязи этапов, при определении параметров удобно использовать аппарат цепей Маркова. Как правило, этим уровням соответствует "произведение" операторов (64). Для вышестоящих уровней, соответствующих применению метода разбиения задачи на подзадачи и представленных в структуре операцией "сложения", параметры определяются произведением качества и суммой затрат (62, 63)

Вопросы выбора параметров и рассмотрения условий, при который процесс может рассматривать как процесс Маркова, затронуты в [5].

ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Процесс обучения представляется как иерархическая система, перед которой стоит задача получение субъектом знаний. Для решения этой задачи использовались два основных методов принятия решений - метода состояний и операторов и метода разбиения задачи на подзадачи, предлагаемых теорией решения задач. Каждый из этих методов приводит к простейшим иерархическим системам, которым соответствуют отношения совершенного и несовершеннного порядков.

Предполагается, что иерархические свойства процесса обучения являются следствием иерархических свойств простейших иерархических систем. При этом структура системы обучения является следствием предложенных операций "умножения" и "сложения".

Каждый уровень получения знаний соответствующий методу состояний и операторов, описывается как процесс Маркова (60, 61), поглощающие состояния которого определяют параметры элементов вышестоящих уровней.

Для метода разбиения задачи на подзадачи получение характеристик процесса представлено произведением качества (62) и суммой затрат (63).

ВЫВОДЫ

В данной работе предпринята попытка построить иерархическую модель процесса обучения, провести её анализ с позиции теории решения задач, а также получить формальные методы синтеза более сложных иерархических систем.

Введение операций "умножения" и "сложения" на множестве иерархических структур создает предпосылки создания алгебры иерархических систем. В то же время приведенные выражения для этих операций не позволяют обобщить их на более общий случай. Применение приведенных "операций" справедливо для систем из независимых друг от друга подсистем. Трудности возникают в случае, если подсистемы содержат одинаковые операторы, что может привести к возникновению контуров при определении иерархии. Однако, если ввести различие между операторами, образующими разные системы, то вводимые операции всегда будут приводить к иерархическим системам.

Несмотря на это, следует провести исследования для общего случая, в основу которого необходимо положить требование отсутствия контуров в структурах при "умножении" и "сложении". Предположение о том, что иерархия является "законом" природы при увеличении сложности существующих систем, необходимо исследовать вопрос о ее возникновении. В данной работе механизм иерархии процесса обучения является следствием применения методов теории решения задач.

Для выявления свойств уже имеющихся иерархических систем высших порядков и синтеза новых в дальнейшем можно использовать понятия иерархического графа и иерархической графовой модели. Это позволит применять некоторые формальные методы анализа структурных особенностей графов для анализа иерархических систем. При использовании данного подхода станет возможным применять алгебраические методы на множествах разнообразных иерархических структур и осуществлять формальный синтез иерархических систем с заданными параметрами.

Сегодня большое значение имеет визуализация полученных научных результатов и эффективный обмен научной информацией. Поэтому возможно создание программных средств для построения и визуализации моделей иерархических структур. Использование понятий графа и графовой модели при создании этих средств может дать возможность использования богатых возможностей библиотек для работы с графами и дополнения их алгоритмами для обработки иерархических структур.

Моделирование учебного процесса высшего учебного заведения кроме структуры требует определения множества параметров и представляет отдельное направление в этой области.

Кроме того, как было отмечено в работе [5], необходимы дальнейшие исследования по представлению процесса цепью Маркова и определению условий при, которых это возможно.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Месарович М. Основания общей теории систем. В кн. Общая теория систем. М., 1966, с.15-48.
2. Месарович М., Мако Д., Такахара И. Теория иерархических многоуровневых систем. - М.: Мир, 1973. -344с.
3. Нильсон Н. Искусственный интеллект. Методы поиска решений. - М.: Мир, 1973. -270с.
4. Мангейм М.Л. Иерархические структуры. - М.: Мир, 1970. - 180с.
5. Вершина А.И., Солдатов Б.Т. Моделирование процесса обучения // "Радіоелектроніка, інформатика, управління". - Запоріжжя: ЗДТУ. - 2003. - № 1. - С.65-72.
6. Кемени Дж., Снелл Дж. Конечные цепи Маркова. М.: Наука, 1970. - 272с.

Надійшла 17.02.04
Після доробки 9.03.04

Процес навчання розглядається з позиції теорії розв'язання задач і подається як ієрархічна система прийняття рішень. Кожен рівень одержання знань описується як процес Маркова, поглинаючі стани якого визначають параметри елементів вищих рівнів.

The process of training is considered from a position of the theory of problem solving and it is represented as hierarchical system of acceptance of solving. Each level of reception of knowledge is described as process of Markov, absorbing which condition define parameters of elements of higher levels.

УДК 004.93:007.51

Е.В. Кирсанова, С.А. Субботин

ОБОБЩЕННЫЙ МЕТОД КЛАСТЕР-РЕГРЕССИОННОЙ АППРОКСИМАЦИИ В ЗАДАЧЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОКАЗАТЕЛЯ ЗДОРОВЬЯ ДЕТЕЙ

Рассмотрена задача построения модели зависимости показателя здоровья детей г. Запорожья от экологических, медико-генетических и социально-бытовых факторов. Предложено использовать обобщенный метод кластер-регрессионной аппроксимации, позволяющий строить логически прозрачные нейромодели в неитеративном режиме. Приведены результаты вычислительных экспериментов, демонстрирующие эффективность предложенного метода.

1 ВВЕДЕНИЕ

В неблагоприятной экологической ситуации, сложившейся в крупных промышленных центрах Украины и стран СНГ, большую актуальность приобретает изучение влияния загрязнения окружающей среды на состояние здоровья населения и, в первую очередь, детского, так как по сравнению со взрослыми, дети более восприимчивы к неблагоприятному воздействию экологических факторов.

Поскольку Запорожье относится к числу наиболее антропогенно загрязненных промышленных городов Украины на его примере представляется возможным изучить влияние экологических, медико-генетических и социальнобытовых факторов на состояние здоровья детей.

В ходе проведенного выборочного исследования состояния здоровья детей школьного возраста, которые проживают в трех различных по уровню техногенной нагрузки районах города (контрольном и двух опытных) у детей опытных районов были выявлены статистически достоверные отклонения показателей здоровья по сравнению с контрольным районом.

Однако необходимо принимать во внимание низкую специфичность выявленных изменений состояния здоровья. По данным литературы [1,2] сходные эффекты могут вызывать кроме экологических и другие факторы, в первую очередь медико-биологического и социального характера.

Учитывая вышеизложенное, целью данной работы являлось установление количественного вклада экологических и других факторов в формирование здоровья детского населения города Запорожье.

Поскольку в данном случае важно не только построить модель, но и использовать ее для анализа зависимости и вклада каждого признака, наиболее рациональным является использование метода кластер-регрессионной аппроксимации, позволяющего синтезировать логически прозрачные структурированные нейромодели.

2 ОБОБЩЕННЫЙ МЕТОД КЛАСТЕР-РЕГРЕССИОННОЙ АППРОКСИМАЦИИ

В работах [3,4] предложены алгоритмы кластер-регрессионной аппрорксимации, а также их нейросетевые интерпретации. Поскольку в основе данных алгоритмов лежит единый подход к построению моделей, а его шаги могут быть реализованы различнымии способами, представляется возможным обобщить метод построения моделей, реализующих кластер-регрессионную аппроксимацию.

Обобщенный метод построения кластер-регрессионной аппроксимации заключаться в реализации следую-

указана роль "щелевой" волны в переносе энергии и появлении аномальных потерь.

Однако традиционно в работах рассматривался феррит, объемные параметры которого являлись однородными. Возникает задача об исследовании поведения поверхностной моды в среде с фрактальными анизотропными свойствами сечения.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рис.1 изображена структура, представляющая собой полубесконечный волновод, частично заполненный поперечно намагниченным ферритом с фрактальными свойствами сечения (фрактальность по оси x). Намагничивающее феррит поле H_0 ориентировано вдоль оси y.

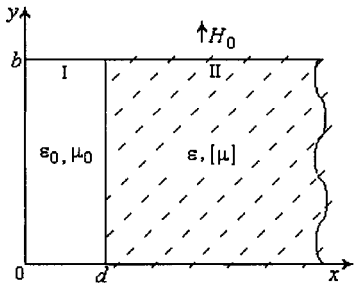


Рисунок 1 - Поперечное сечение прямоугольного волновода с ферритовым заполнением

Область I ($0<x<d$) представляет собой воздушный зазор шириной d с параметрами ε_0, μ_0; а область II ($x>d$)- фрактальное неоднородное ферритовое заполнение с диэлектрической проницаемостью ε и тензором магнитной проницаемости

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

Для указанной конфигурации волновода найдем поверхностный импеданс, возникающий на границе раздела сред, а также компоненты магнитного поля $H^{(\alpha)}$-типа.

РЕШЕНИЕ

В дальнейшем рассмотрении ограничимся случаем, когда отсутствует зависимость от координаты y. Тогда выражения для компонент поля в области I можно рассматривать в классическом виде [3]

$$E_{y1}(x,z)=\sin(h_1\cdot x)\cdot e^{-j\cdot k'\cdot z};$$
$$H_{z1}(x,z)=(j\cdot h_1/\omega\cdot\mu_0)\cdot\cos(h_1\cdot x)\cdot e^{-j\cdot k'\cdot z}, \qquad (1)$$

где $h_1=\omega\cdot\sqrt{\varepsilon_0\cdot\mu_0}$ - коэффициент фазы плоской волны в вакууме; μ_0 - магнитная постоянная; ε_0 - электрическая постоянная; ω - круговая частота; $k'=\sqrt{\omega^2\cdot\varepsilon_0\cdot\mu_0-h_1^2}$ - постоянная распространения "щелевой" волны.

Для области II α - характеристики компонент поля (см., например, [4,5]) описываются выражениями

$$({}_xD^{\alpha}_{\infty}E^{(\alpha)}_{y2})(x,z)=$$
$$=[A^{(\alpha)}\cdot\sin(h_2\cdot x)+B^{(\alpha)}\cdot\cos(h_2\cdot x)]\cdot e^{-j\cdot k'\cdot z};$$
$$({}_xD^{\alpha}_{\infty}H^{(\alpha)}_{z2})(x,z)=$$
$$=(j\cdot A^{(\alpha)}/\omega\cdot\mu\cdot\mu_{\perp})\times$$
$$\times[\mu\cdot h_2\cdot\cos(h_2\cdot x)-\chi\cdot k'\cdot\sin(h_2\cdot x)]\cdot e^{-j\cdot k'\cdot z}-$$
$$-(j\cdot B^{(\alpha)}/\omega\cdot\mu\cdot\mu_{\perp})\times$$
$$\times[\mu\cdot h_2\cdot\sin(h_2\cdot x)+\chi\cdot k'\cdot\cos(h_2\cdot x)]\cdot e^{-j\cdot k'\cdot z},$$

а восстановленные по ним компоненты электромагнитного поля имеют вид

$$E^{(\alpha)}_{y2}(x,z)=[A^{(\alpha)}\cdot\sin(h_2\cdot x+\alpha\cdot\pi/2)+$$
$$B^{(\alpha)}\cdot\ (\ _2\cdot x\ \ \cdot\ /\ ))]\cdot\frac{1}{h_2^{\alpha}}e^{-j\cdot k'\cdot z};$$

$$H^{(\alpha)}_{z2}(x,z)=[(j\cdot A^{(\alpha)}/\omega\cdot\mu\cdot\mu_{\perp})\cdot(\mu\cdot h_2\cdot\cos(h_2\cdot x+\alpha\cdot\pi/2)-$$
$$-\chi\cdot k'\cdot\sin(h_2\cdot x+\alpha\cdot\pi/2))-(j\cdot B^{(\alpha)}/\omega\cdot\mu\cdot\mu_{\perp})\times$$
$$\times(\mu\cdot h_2\cdot\sin(h_2\cdot x+\alpha\cdot\pi/2)+\chi\cdot k'\cdot\cos(h_2\cdot x+\alpha\cdot\pi/2))]\times$$
$$\times\frac{1}{h_2^{\alpha}}\cdot e^{-j\cdot k'\cdot z}, \qquad (2)$$

где

$$A^{(\alpha)}=h_2^{\alpha}\cdot\left(\frac{h_1}{h_2}\cdot\frac{\mu_{\perp}}{\mu_0}\cdot\cos(h_1\cdot d)\cdot\cos(h_2\cdot d+\alpha\cdot\pi/2)+\right.$$
$$+\frac{\chi}{\mu}\cdot\frac{k'}{h_2}\cdot\sin(h_1\cdot d)\cdot\cos(h_2\cdot d+\alpha\cdot\pi/2)+$$
$$\left.+\sin(h_1\cdot d)\cdot\sin(h_2\cdot d+\alpha\cdot\pi/2)\right); \qquad (3)$$
$$B^{(\alpha)}=-h_2^{\alpha}\cdot\left(\frac{h_1}{h_2}\cdot\frac{\mu_{\perp}}{\mu_0}\cdot\cos(h_1\cdot d)\cdot\sin(h_2\cdot d+\alpha\cdot\pi/2)+\right.$$
$$+\frac{\chi}{\mu}\cdot\frac{k'}{h_2}\cdot\sin(h_1\cdot d)\cdot\sin(h_2\cdot d+\alpha\cdot\pi/2)-$$
$$\left.-\sin(h_1\cdot d)\cdot\cos(h_2\cdot d+\alpha\cdot\pi/2)\right)$$

амплитуды поля, определенные из граничных условий для составляющих $E_y^{(\alpha)}$ и $H_z^{(\alpha)}$ при $x=d$.

В (2) - (3) обозначено: $\mu_{\perp}=(\mu^2-\chi^2)/\mu$ - эффективная магнитная проницаемость поперечно намагниченного феррита; $h_2=\omega\cdot\sqrt{\varepsilon\cdot\varepsilon_0\cdot\mu_0}\sqrt{\mu-\frac{\chi^2}{\mu}}$ - коэффициент фазы плоской волны в феррите; $k'=\sqrt{\omega^2\cdot\varepsilon\cdot\mu_{\perp}-h_2^2}$ - постоянная распространения "щелевой" волны; α - скейлинговый показатель, характеризующий степень фрактальной неоднородности ферритового заполнения.

Поверхностный импеданс на границе раздела областей с учетом граничных условий при $x=d$ имеет вид

$$Z^{(\alpha)}_{\text{пов}}=E^{(\alpha)}_{y2}/H^{(\alpha)}_{z2}\big|_{x=d}=\frac{\omega\cdot\mu\cdot\mu_{\perp}}{\mu\cdot h_2-\dfrac{B^{(\alpha)}}{A^{(\alpha)}}\cdot\chi\cdot k'}, \qquad (4)$$

где $A^{(\alpha)}$, $B^{(\alpha)}$ определяются из (3).

ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На рис.2 и рис.3 представлены частотные зависимости модуля поверхностного импеданса $|Z_{пов}^{(\alpha)}(\omega)|$ и модуля $|E_{y2}^{(\alpha)}(\omega)|$ компоненты магнитного поля моды $H^{(\alpha)}$, распространяющейся в классической изотропной среде (кривая 1 - $\alpha=0$) и в анизотропной - с показателем фрактальности $\alpha=0{,}1$ (кривая 2); $\alpha=0{,}3$ (кривая 3); $\alpha=0{,}5$ (кривая 4); $\alpha=0{,}7$ (кривая 5). Параметры феррита согласно [6]: $\varepsilon=10$, $\mu=1{,}914$, $\chi=0{,}686$, а величина воздушного зазора d=1 мм.

Из графиков видно, что с увеличением скейлингового показателя величина поверхностного импеданса, а также амплитуда $E_{y2}^{(\alpha)}$ компоненты поля заметно уменьшается на высоких частотах и достигают критического значения. При этом индуктивный характер поверхностного сопротивления изменяется на емкостный. Во избежание данного эффекта необходимо уменьшение воздушного зазора. Однако при его отсутствии поверхностный импеданс является константой и перенос энергии "щелевой" волной происходит независимо от степени фрактальности феррита.

Для поверхностной моды, распространяющейся с частотой $\omega=15$ ГГц, показаны скейлинговые зависимости модуля поверхностного импеданса $|Z_{пов}^{(\alpha)}(\alpha)|$ (рис.4) и модуля $|E_{y2}^{(\alpha)}(\alpha)|$ компоненты (рис.5) при различном значении воздушного зазора d.

Графические зависимости указывают на то, что для воздушного заполнения определенной величины может существовать феррит с критическими значениями дробного показателя фрактальности α, при которых величина $|Z_{пов}^{(\alpha)}(\alpha)| \to \infty$, следовательно, невозможно распространение "щелевой" волны. При отсутствии воздушного зазора ($d \to 0$) поверхностная "щелевая" волна существует независимо от величины дробного показателя α. Таким образом, существует возможность управления распространением поверхностной моды путем изменения показателя фрактальности либо величины воздушного зазора.

Для вышеописанной структуры найдено распределение компоненты $E_{y2}^{(\alpha)}$ поля $H^{(\alpha)}$ - типа при различных значениях дробного индекса α (рис.6).

С увеличением степени анизотропии заметно резкое уменьшение амплитуды поля и смещение экстремумов к границе x=0. Этот факт указывает на возможность распространения волн высших (дробных) типов, что необходимо учитывать при проектировании СВЧ - устройств.

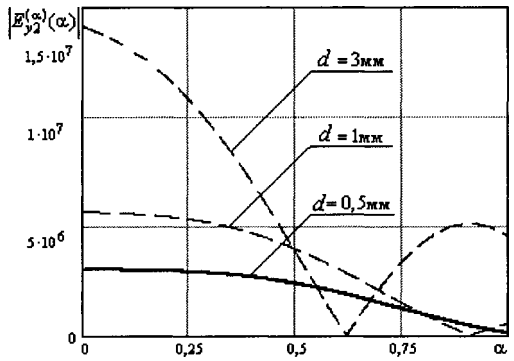


Рисунок 2 - Частотная зависимость модуля поверхностного импеданса при различных значениях скейлингового показателя

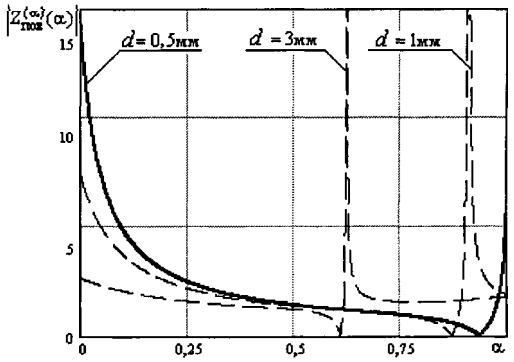


Рисунок 3 - Частотная зависимость модуля $|E_{y2}^{(\alpha)}(\omega)|$ компоненты магнитного поля при различных значениях скейлингового показателя

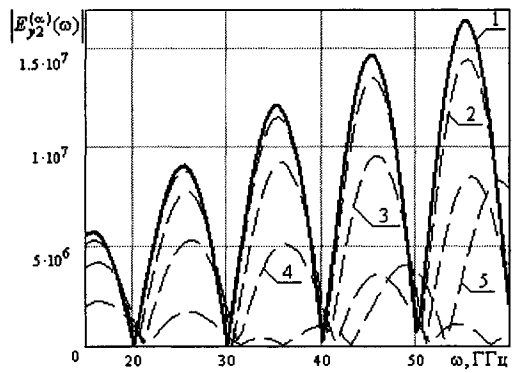


Рисунок 4 - Скейлинговая зависимость модуля поверхностного импеданса $|Z_{пов}^{(\alpha)}(\alpha)|$ при различном значении воздушного зазора d

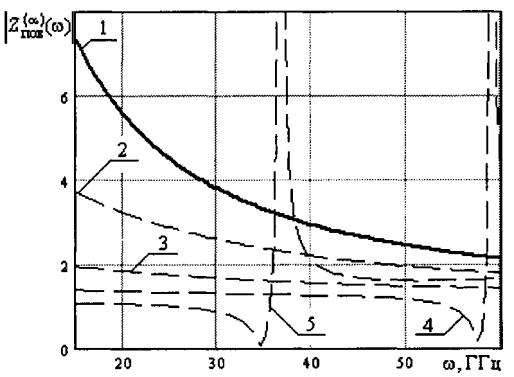


Рисунок 5 - Скейлинговая зависимость модуля $|E_{y2}^{(\alpha)}(\alpha)|$ компоненты при различном значении воздушного зазора d

ISSN 1607-3274 "Радіоелектроніка. Інформатика. Управління" № 1, 2004

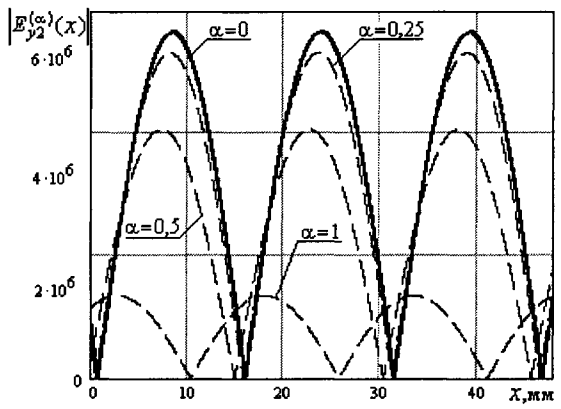


Рисунок 6 - Распределение компоненты $E_{y2}^{(\alpha)}$ поля $H^{(\alpha)}$ - типа при различных значениях дробного индекса α

ВЫВОДЫ

На примере полубесконечного волновода прямоугольного волновода, частично заполненного поперечно намагниченным ферритом с фрактальными свойствами сечения, показано влияние гиромагнитных эффектов на структуру магнитного поля.

Рассмотрена проблема существования "щелевой" волны в анизотропной среде. Показана возможность управления распространением волны за счет варьирования ширины воздушного зазора и величины скейлингового показателя, характеризующего степень фрактальности ферритового заполнения.

Применение интегро-дифференциального математического аппарата позволяет исследовать подобные типы структур произвольной формы сечения путем проектирования на идеально гладкую поверхность [7]. При этом сложная электродинамическая задача сводится к рассмотрению классической задачи об однородном заполнении области веществом, но в терминах α - характеристик компонент поля с классическими предельными условиями типа Дирихле.

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

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Engheta N. Electromagnetics of Complex Media and Metamaterials // Conf. Proc. International Conference of Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET-2002), V.1. - (Kiev) Ukraine, - 2002. - PP. 175 - 180.
2. Angulo C. M. Discontinuities in a rectangular waveguide partially filled with dielectric. // IRE Trans., MTT - 5, 1957. - PP. 68 - 74.
3. Левин Л. Теория волноводов. Методы решения волноводных задач. Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1981. - 312с.
4. Onufriyenko V.M. Physical and Geometric Interpretation of Electromagnetic Field's α - Characteristics // Telecommunications and Radio Engineering, Vol. 53. - № 4-5, 1999. - PP. 136 - 139.
5. Мисюра А.А., Онуфриенко В.М. Собственные функции и числа прямоугольного волновода с фрактальными широкими стенками // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. - 2003. - № 1 (9). - С. 12 - 16.
6. Баскаков С.И. Электродинамика и распространение радиоволн: Учеб. пособие для вузов. - М.: Высш. шк., 1992. - 416с.
7. Онуфрієнко В.М. Диферінтегральні α - форми у хаусдорфовій метриці на фрактальних множинах // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. - 2002. - №2 (8). - С. 31 - 35.

Надійшла 26.02.04
Після доробки 27.03.04

Наведено результати дослідження поверхневої моди, що розповсюджується у прямокутному хвилеводі, частково заповненому поперечно намагніченим анізотропним феритом. Для знаходження α - характеристик компонент поля у наведеному середовищі використаний апарат дробового інтегро - диференціювання. Визначена залежність значень поверхневого імпедансу та компонент електромагнітного поля від величини скейлінгового показника, що характеризує ступінь фрактальності феритового заповнення.

The investigation results of surface wave, which propagates in rectangular waveguide which is partially filled by cross magnetic anisotropic ferrite have been showed. The apparatus of fractional integro - differential calculus has been used to find α - characteristics of electromagnetic field components in presented medium. The dependence of surface impedance and electromagnetic field components on values of scaling index which characterizes the degree of ferrite fractal filling has been determined.

УДК 530.1+537.86

В.М. Онуфрієнко

ПОТЕНЦІАЛИ ФРАКТАЛЬНИХ ШАРІВ ЗАРЯДІВ І СТРУМІВ У ШТУЧНОМУ СЕРЕДОВИЩІ

Показано зв'язок між потенціалом розподіленого по фрактальній множині заряду (струму) та потенціалом відображення за допомогою перетворення Кельвіна. Модель класичного точкового заряду у фрактально структурованій точці та фрактально структурованого заряду у класичній точці узагальнено у моделі фрактального шару. Демонструється застосування диферінтегралів для опису сукупності фрактальних зарядів (струмів).

ВСТУП

Сучасні задачі електродинаміки вимагають створення такої моделі фрактального штучного середовища [1-2], що інтерпретується трьома модельними різновидами, об'єктом розгляду яких є:

- неоднорідне середовище з фрактальною геометричною структурою і однорідними розподілами електродинамічних параметрів, зарядів (струмів);
- однорідне суцільне середовище з фрактально неоднорідними диферінтегральними розподілами електродинамічних матеріальних параметрів, зарядів (струмів);
- неоднорідне середовище з фрактальною геометричною структурою і з фрактальними неоднорідними диферінтегральними розподілами електродинамічних матеріальних параметрів, зарядів (струмів).

Введення фрактальної моделі штучного середовища пов'язане з необхідністю формулювання основних рівнянь електродинаміки у термінах диферінтегрального числення [3;4;5].

У зв'язку з цим у сучасній електромагнітній теорії виникає нова задача: за допомогою елементів фрактального аналізу - розділу розмірнісно-метричної теорії множин метричних просторів, що вивчає об'єкти за допомогою мір дробових порядків, на топології множин фізичних зарядів (елементів струмів) зі складною (фрактальною) локальною будовою, визначити метрику фрактальних точкових зарядів і означити інтегродиференціальну структуру сингулярних розподілів [6]. Це приводить до визначення хаусдорфової міру носія фрактального заряду (елементу струму) [7].

Вимірювання відстані з подальшим визначенням відповідної метрики на покриттях некоординатних меж областей визначення поля простими компактами з розподілами зарядів (струмів) на фрактальних множинах [6] дозволяє розглядати задачу вимітання зарядів (струмів) q з фрактально структурованої множини $s(q) \subset \overline{G}$ області G з компактною границею ∂G на гладкі контури та поверхні з новим зарядом q' на $\partial G(S(q') \subset \partial G)$ так, щоб виконувалась рівність потенціалів зарядів (струмів) q і q'. Дійсно, це проявляється у підході, що належить Рису [8], заснованому на розгляді перетворення Кельвіна заряду і, що таким чином, зводить задачу про вимітання міри Дірака до проблеми рівноваги.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Розглянемо проекцію α - вимірного фракталу F, навантаженого зарядом (струмом) з густиною $q^{(\alpha)}$ на елементарний відрізок $\Delta x_i = x_{i+1} - x_i$ прямолінійної осі OX.

Покриємо проекцію ланками $\Delta x_{i(k)}$ сталої довжини і з кінцями, що знаходяться на точкових фрактальних зарядах контуру (k-номер покоління покриття). У наступному (k+1)-му поколінні покриття зменшуємо довжину ланки $\Delta x_{i(k+1)} < \Delta x_{i(k)}$. Число $N_{\Delta x_{i(k+1)}\Delta x_{i(k)}}$ вершин ланок з довжиною $\Delta x_{i(k+1)}$, що знаходяться в границях ланки k-го покоління з довжиною $\Delta x_{i(k)}$ ламаної лінії, функціонально залежить від відношення $\Delta x_{i(k)}$ до $\Delta x_{i(k+1)}$ (див. [5])

$$N_{\Delta x_{i(k+1)}\Delta x_{i(k)}} = \left(\frac{\Delta x_{i(k)}}{\Delta x_{i(k+1)}}\right)^{\alpha}, -\infty < \alpha < \infty. \quad (1)$$

Отже, міра заряду у вигляді елементарного моменту $\Delta Q^{(\alpha)}(\Delta x_{i(k+1)})$, що розподіляється на ланці (k+1)-го покоління покриття, визначається формулою (з урахуванням (1) та незмінності початкового $\Delta x_{i(k)}$)

$$\Delta Q^{(\alpha)}(\Delta x_{i(k+1)}) = q^{(\alpha)}(N_{\Delta x_{i(k+1)}\Delta x_{i(k)}} \times$$
$$\times \Delta x_{i(k+1)} + o(\Delta x_{i(k+1)})) =$$
$$= \gamma(\alpha)\frac{q^{(\alpha)}}{(x_{i(k+1)} - x'_{i(k+1)})^{\alpha}}\Delta x_{i(k+1)} +$$
$$+ q^{(\alpha)} \cdot o(\Delta x_{i(k+1)}). \quad (2)$$

Застосовуючи в (2) граничний перехід, коли $\Delta x_{i(k+1)} \to 0$, одержуємо

$$dQ^{(\alpha)} = q^{(\alpha)} d^{\alpha}x, \; d^{\alpha}x = \gamma(\alpha)\frac{1}{(x-x')^{\alpha}}dx^{\alpha}. \quad (3)$$

Порівнюючи одержаний вираз для моменту заряду та диференціала (3) у випадку нормувального коефіцієнта $\gamma(\alpha) = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)}$) з виразом дробового диферінтеграла [5], відмічаємо можливість ефективного застосування диферінтегрального апарату дробового порядку для визначення мір та розмірностей Хаусдорфа елементарних відрізків, за допомогою яких здійснюється покриття фрактальних контурів з розподіленими зарядами (струмами). Для випадку змінної вздовж осі OX густини заряду (струму) $q^{(\alpha)}(x)$ з (3) випливає можливість використання для опису фрактального розподілу за допомогою дробової похідної

$$({}_aD_x^{\alpha} f)(x) = \frac{1}{\Gamma(1-\alpha)}\frac{d}{dx}\int_a^x \frac{f(t)}{(x-t)^{\alpha}}dt = \frac{d}{dx}({}_aI_x^{1-\alpha} f)(x),$$
$0 < \alpha < 1$.

МОДЕЛЬ ПОТЕНЦІАЛІВ ТА α - ШАРІВ

Розглянемо зв'язок між потенціалом фрактальної множини з розподілом заряду (струму) та потенціалом відображення цієї множини з використанням перетворення Кельвіна [8]. Для цього з кожним зарядом q, що не має атомної складової у точці x_0, зв'яжемо інший заряд q^* за формулою нормованого перетворення Кельвіна заряду q

$$dq^*(x^*) = \varepsilon'_{x_0} dq(x), \quad (0 < \alpha < p), \quad (4)$$

ISSN 1607-3274 "Радіоелектроніка. Інформатика. Управління" № 1, 2004

де $\varepsilon'_{x_0} = \frac{(-1)^{p-1}}{\Gamma(1-p+\alpha)} \cdot \frac{1}{|x-x_0|^{p-\alpha}}$.

З урахуванням того, що дробовий інтеграл від похідної дельта-функції Дірака $I_{\pm}^{\alpha}\delta^{(k)}$ є функціоналом, що діє за формулою $(I_{\pm}^{\alpha}\delta^{(k)},Q) = \frac{(-1)^k}{\Gamma(\alpha)}\int_0^{\infty}\frac{Q^{(k)}(\pm t)}{t^{1-\alpha}}dt$, маємо

$$dq^*(x^*) = (I_{\pm}^{\alpha}\delta^{(p-1)})(x-x_0)dq(x) =$$
$$= (D_{\pm}^{-\alpha}\delta)(x-x_0)dq(x). \qquad (5)$$

Одержане перетворення є інволюційним: $(q^*)^* = q$.

Зв'язок між потенціалами Φ^{α} зарядів q і q^* з урахуванням (4)-(5) для одновимірного випадку відображення випливає безпосередньо

$$(\Phi^{\alpha}_{S(q^*)}q^*)(x^*) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)}\int_{S(q^*)}\frac{dq^*(x'^*)}{|x^*-x'^*|^{1-\alpha}} =$$
$$= \int_{S(q^*)} D_{\pm}^{-\alpha}\delta(x^*-x'^*)dq^*(x'^*) =$$
$$= \int_{S(q^*)} |x_0-x|^{1-\alpha} D_{\pm}^{-\alpha}\delta(x-x')dq(x') =$$
$$= |x_0-x|^{1-\alpha}(\Phi^{\alpha}_{S(q)}q)(x). \qquad (6)$$

В (6) використано формулу для похідної дробового порядку дельта-функції Дірака

$${}_{a+}D_x^{\alpha}\delta(x-x') = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)}\frac{1}{(x-x')^{1+\alpha}}, \quad \alpha<0.$$

Введення у розгляд α потенціалів за формулою (6), дозволяє вивести узагальнену формулу густини $q^{(\alpha)}(x)$ заряду Q (елементу струму), що відповідають α - полю, розміщеному в точці x=0 і орієнтованому вздовж заданого напрямку $\vec{l} = (l_1, l_2, \ldots, l_n)$ для випадків: 1) класичні точкові заряди у фрактально структурованій точці: 2) фрактально структурований заряд у класичній точці.

Узагальнені формули для густини $q^{(\alpha)}(x)$ нормованого заряду (елементу струму), що відповідають α - полю, враховуючи (3), відомі формули дробового інтегродиференціювання частинами [9]

$$({}_{a+}D_x^{\alpha}f)(x) = \int_a^x f(x')\,{}_{a+}D_x^{\alpha}\delta(x-x')dx' =$$
$$= -\int_a^x \delta(x-x')({}_{a+}D_x^{\alpha}f)(x')dx'$$

та виходячи з наближеної рівності $q^{(\alpha)} \approx \gamma(\alpha)\left(\frac{Q\delta(x-(\Delta x^{1+\alpha},\ell))}{\Delta x^{1+\alpha}} - \frac{Q\delta(x)}{\Delta x^{1+\alpha}}\right)$ (коефіцієнт $\gamma(\alpha)$ вибираємо у вигляді $\ell^{\alpha}/\Gamma(-\alpha)$, $\alpha<0$, чим забезпечується нормування та вирівнювання фізичних розмірностей) одержуємо після граничного переходу за умови $\Delta x \to 0$

$$q^{(\alpha)} = -\left(\frac{\partial}{\partial\ell}\,{}_aD_x^{\alpha}\delta, Q(x)\right). \qquad (7)$$

Звідси робимо висновок, що густиною одиничного фрактального заряду (елементу струму) α - поля можна вважати

$$-\frac{\partial}{\partial l}\,{}_0D_x^{\alpha}\delta(x), \qquad (8)$$

що для збіжного з віссю OX напрямку перетворюється в ${}_0D_x^{1+\alpha}\delta(x)$, $\alpha<0$, або ${}_0D_x^{\beta}\delta(x)$, $\beta<1$.

Повний заряд фрактального α - поля дорівнює нулю

$$\left(-\frac{\partial_0 D_x^{\alpha}\delta}{\partial\ell}, Q\right) = \left({}_0D_x^{\alpha}(\delta Q), \frac{\partial 1}{\partial\ell}\right) = \left({}_0D_x^{\alpha}(\delta Q), 0\right) = 0,$$

а його момент

$$\left(-\frac{\partial_0 D_x^{\alpha}(\delta Q)}{\partial\ell}, (x,\ell)\right) = \left({}_0D_x^{\alpha}(\delta Q), \frac{\partial(x,\ell)}{\partial\ell}\right) =$$
$$= \left({}_0D_x^{\alpha}(\delta Q), |\ell|\right) = \left({}_0D_x^{\alpha}(\delta Q), 1\right) = ({}_0D_x^{\alpha}Q)(x) \equiv Q^{\alpha}.$$

Одержану густину (8) будемо називати густиною фрактального розподілу (фрактальним шаром) зарядів (елементів струмів), що є узагальненням означення традиційно застосовних розподілів у вигляді так званого простого та подвійного шарів.

Якщо в (7) покласти значення скейлінгового показника α=0, то утворюється дипольний розподіл зарядів (елементів струмів) на простому шарі з густиною $-\frac{\partial\delta(x)}{\partial\ell}$ та повним зарядом $\left(-\frac{\partial\delta}{\partial\ell}, Q\right) = \left(\delta Q, \frac{\partial 1}{\partial\ell}\right) = (\delta Q, 0) = 0$, якому відповідає момент $\left(-\frac{\partial(\delta Q)}{\partial\ell}, (x,\ell)\right) = \left(\delta Q, \frac{\partial(x,\ell)}{\partial\ell}\right) = (\delta Q, |\ell|) = (\delta Q, 1) = Q(x)$.

З (8) для кусково-гладкої двосторонньої поверхні S, коли n - нормаль до S, а $\nu(x)$ - неперервна поверхнева густина зарядів (елементів струмів) на S, одержуємо узагальнену функцію $-\frac{\partial}{\partial n}(D_x^{\alpha}\nu\delta_S)$, що діє за правилом

$$\left(-\frac{\partial}{\partial n}(D_s^{\alpha}\nu\delta_S), f\right) = \int_S D_x^{\alpha}\nu(x)\frac{\partial f(x)}{\partial n}dS. \qquad (9)$$

Узагальнена функція $-\frac{\partial}{\partial n}(D_x^{\alpha}\nu\delta_S)$, згідно з (9), описує просторову густину зарядів (елементів струмів), що відповідає розподілу диполів на поверхні S з поверхневою густиною моменту $\nu(x)$ та орієнтованих вздовж заданого напрямку нормалі n на S (подвійний шар).

Фрактальні заряди (струми) з носіями у вигляді сукупності ізольованих точок допускають явний опис. Якщо носій узагальненого заряду (струму) $Q^{(\alpha)}(x)$ є фрактальною точкою в x=0, то існує єдиний спосіб представлення

$$Q(x) = \sum_{\substack{j=0 \\ |\alpha|\le N}} c_\beta D^\beta \delta(x) = Q^{(\beta)}, \qquad (10)$$

де N - порядок $Q(x)$, c_β - деякі сталі.

Дійсно, для $\theta(x)$=1 та будь-якого $\Delta x>0$ маємо $Q(x) = \theta\left(\frac{x}{\Delta x}\right)Q(x)$, отже для будь-якої функції φ можна записати

$$(Q,\varphi) = \left(\theta\left(\frac{x}{\Delta x}\right)Q,\varphi\right) =$$

$$= \left(Q,\theta\left(\frac{x}{\Delta x}\right)(\varphi-\varphi_N)\right) + \left(Q,\theta\left(\frac{x}{\Delta x}\right)\varphi_N\right), \qquad (11)$$

де $\varphi_N(x) = \sum_{\substack{j=0 \\ |\alpha|\le N}} \frac{(D^\beta_{a+}\varphi)(0)}{\Gamma(1+\beta)}x^\beta \quad (\beta=\alpha+j, \quad Re\alpha>0)$

є розвиненням за аналогом (див. [9]) ряду Тейлора.

В (11) перший доданок прямує до нуля за умови $\Delta x \to +0$ а другий доданок не залежить від Δx і дорівнює $(\tilde{Q},\varphi_N)$, де $\tilde{Q}$ є продовженням Q на C^∞. Отже, (11) набуває виду

$$(Q,\varphi) = (\tilde{Q},\varphi_N) = \sum_{\substack{j=0 \\ |\alpha|\le N}} \frac{(D^\beta\varphi)(0)}{\Gamma(1+\beta)}(\tilde{Q},x^\beta). \qquad (12)$$

Якщо позначити $c_\beta = \frac{(-1)^{|\beta|}}{\Gamma(1+\beta)}(\tilde{Q},x^\beta)$, то одержуємо зв'язок з фрактально структурованим шаром заряду (струму) у вигляді

$$(Q,\varphi) = \sum_{\substack{j=0 \\ |\alpha|\le N}} (-1)^{|\beta|} c_\beta D^\beta\varphi(0) = \sum_{\substack{j=0 \\ |\alpha|\le N}} c_\beta (D^\beta\delta,\varphi).$$

Для j=0 маємо

$$(Q,\varphi) = c_\alpha(D^\alpha\delta,\varphi) = (-1)^\alpha c_\alpha D^\alpha\varphi(0),$$

$$c_\alpha = \frac{(-1)^{|\alpha|}}{\Gamma(1+\alpha)}(\tilde{Q},x^\alpha).$$

Таким чином доведено можливість опису (10) сукупності ізольованих фрактальних зарядів (струмів) за допомогою диферінтегралів деякого порядку α, що характеризує скейлінгові властивості конфігурації розподілу.

ВИСНОВКИ

Внаслідок розширення класу допустимих значень скейлінгового показника $0<\alpha<1$ у вимірюваннях протяжності сильно порізаних, структурованих, шорстких контурів (поверхонь, об'ємів) (класична теорія будується, як відомо, для $\alpha=1$) з'явилась можливість опису фрактальних об'єктів за допомогою введення хаусдорфової розмірності і розрахунку хаусдорфової міри з розповсюдженням результатів на випадок задач фрактальної електродинаміки.

Розглядувана модель з введенням потенціалів на фрактальних шарах дозволяє зв'язувати геометричні і фізичні властивості фрактального середовища, тобто вивчати взаємодію структури та протяжності речовини з густиною зарядів (струмів) та їх сумісний вплив на компоненти електромагнітного поля.

Введення у розгляд диферінтегралів дозволяє узагальнити розглядувану схему на випадок вимітання фрактального заряду (струму) з урахуванням моделі фрактального шару з несиметричним розподілом позитивних і негативних зарядів (струмів).

Наведені результати теоретичного моделювання придатні до використання у пошуках електродинамічно активних штучних матеріалів із заданими властивостями.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Engheta N. Electromagnetics of Complex Media and Metamaterials// Conf. Proc. International Conference of Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET-2002), V.1.- (Kiev) Ukraine.- 2002.-P. 175-180.
2. Онуфриенко В.М. Учет фрактальных свойств искусственной среды в оценках диэлектрической проницаемости // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника.-2002.- Т.45, № 10. - С.72-76.
3. Engheta N. On the Role of Fractional Calculus in Electromagnetic Theory // IEEE Antennas & Propagation Magazine. Vol. 39, № 4,1997, pp.35-46.
4. Онуфрієнко В.М. Диферінтегральні - форми у хаусдорфовій метриці на фрактальних множинах // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. - 2002. -№ 2 (8). - С. 31-35.
5. Onufriyenko V. Physical and Geometric Interpretation of Electromagnetic Field's α -Characteristics //Telecommunications and Radio Engineering, Vol.53(4-5), 1999,pp. 136-139.
6. Онуфриенко В.М. Стационарное магнитное поле фрактального распределения токов проводимости// Радиофизика и электроника: Сб. науч. тр./ НАН Украины, Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. -Харьков..- 2000.-Т. 6, № 1.-С.7-11.
7. Onufriyenko V. Integro-Differential Charges and Currents Distribution on the Fractal Medium Topology // Conf. Proc. International Conference of Mathematical Methods in Electromagnetic Theory (MMET-2002), V.2.- (Kiev) Ukraine.- 2002.-P. 382-384.
8. Ландкоф Н.С. Основы современной теории потенциала. М.: Наука.-1966.- 516 с.
9. Самко С.Г., Килбас А.А., Маричев О.И. Интегралы и производные дробного порядка и некоторые их приложения. Минск: Наука и техника, 1987. - 688 с.

Надійшла 26.02.04

Показана связь между потенциалом распределенного по фрактальному множеству заряда (тока) и потенциалом отображения с помощью преобразования Кельвина. Модель классического точечного заряда в фрактально структурированной точке и фрактально структурированного заряда в классической точке обобщено в модели фрактального слоя. Демонстрируется применение дифференитегралов для описания совокупности фрактальных зарядов (токов).

The potential of a charge distribution (current) and its mapping using the Kelvin' transformations are constructed. The model of a classical point charge at a structured fractal point and that of a structured fractal charge at a classical point are extended to a model of a fractal stratum. Application of differintegrals for description of a manifold of fractal charges (current) is shown.

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS

УДК 621.372.011.72

С.П. Гулин

АНАЛИЗ СПЕКТРА ОТКЛИКА НЕЛИНЕЙНОСТИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ АНАЛИТИЧЕСКОЙ ТРАНСЦЕНДЕНТНОЙ ФУНКЦИЕЙ, НА МНОГОЧАСТОТНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ БОЛЬШОЙ НОРМЫ

Предложена аналитическая трансцендентная функция для моделирования двух- и многополюсных безынерционных нелинейных элементов. Получена формула для отклика нелинейности, амплитудная характеристика которой представлена предложенной функцией, на многочастотное воздействие большой нормы. Полученные результаты позволяют моделировать как отдельные компоненты, так и широкий класс электронных устройств в режимах малого и большого сигналов с произвольным спектром.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При анализе или моделировании электронных (и других) систем в целом часто возникает необходимость исследовать работу отдельных функциональных узлов, работающих в широком динамическом диапазоне при многочастотном входном сигнале.

Объектами исследования могут служить как отдельные компоненты (диоды, транзисторы, электронные лампы, оптоэлектронные преобразователи и пр.), так и устройства в целом: операционные усилители, параметрические и непараметрические усилители, умножители частоты, амплитудные ограничители, управляемые аттенюаторы, детекторы, компрессоры, экспандеры и конвертеры различного рода сигналов.

Для моделирования режимов работы перечисленных устройств, применяются математические модели с использованием различных функций: полигональных [1, 2], степенных [2], экспоненциальных [3], полиномиальных [2, 4-6], тригонометрических [7], гиперболического тангенса [8], ошибки [9, 10], комбинированных [11, 12], трансцендентных [13], трансцендентных полиномов [14]. Перечень приведенных работ отобран автором из соображения представительства аппроксимирующих функций, которые наиболее часто применяются для решения задач данной проблематики. Перечисленные функции дают возможность моделировать режимы работы рассматриваемого класса устройств и компонентов с различной степенью точности, однако не обладают достаточной степенью гибкости при изменении их формы.

С целью обобщения и унификации моделей функциональных устройств различного назначения возникла задача поиска гипотетической "универсальной" аналитической функции, которая была бы относительно простой и, что самое главное, включала ряд параметров, вариация которых обеспечивала бы необходимую гибкость в изменении ее формы в широком диапазоне значений аргумента.

Следующая задача возникает при моделировании режимов устройств рассматриваемого класса на основе подобной функции и анализе спектра отклика на многочастотное воздействие, норма которого изменяется в широком динамическом диапазоне.

Решение двух сформулированных выше задач и определяет содержание настоящей работы.

РЕШЕНИЕ

Определим систему требований, которым должна удовлетворять гипотетическая универсальная аппроксимирующая функция.

Из анализа работ [1-14] следует, что универсальная функция должна:

- быть линейной для малого сигнала;
- асимптотически стремиться к некоторому регулируемому уровню насыщения;
- иметь замкнутую аналитическую форму;
- быть экономичной при компьютерной реализации;
- позволять варьировать крутизну наклона линейного участка функции и кривизну участка перехода от малосигнального режима к режиму большого сигнала;
- обеспечивать возможность перемещения графика функции по направлению каждой из координатных осей и против указанных направлений;
- обеспечивать требуемую точность аппроксимации во всей области изменения аргумента.

В качестве одной из таких функций предлагается использовать выражение вида

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

где x - аргумент; Y_0, A, B, s, p - параметры, смысл которых будет ясен из последующего изложения.

Каждое из множеств возможных значений $\{p\}$ и $\{s\}$ в рамках данной работы ограничим множеством натуральных чисел, которые удовлетворяют соответственно неравенствам $p \geq 1$ и $s \geq 2$, поскольку они представляют наибольший практический интерес. Не уменьшая общности рассуждений, в дальнейшем полагаем, что $Y_0 = 0$.

Для сравнения возможностей предлагаемой функции (1) и некоторых из выше перечисленных функций на рис.1 приведены их нормированные по ординате графики, аппроксимирующие амплитудную характеристику "мягкого" ограничения. Там же приведены два дополнительных графика функции (1), которые демонстрируют ее возможности в изменении крутизны наклона линейного участка и кривизны участка перехода к уровню насыщения.

Сравнение графиков рис. 1 позволяет сделать вывод о том, что функция (1) удовлетворяет всем перечисленным ранее требованиям и может быть принята в качестве обобщающей для решения поставленных задач.

Методика определения параметров функции на основе результатов измерений характеристик моделируемых устройств является предметом отдельной публикации.

При анализе спектра отклика безынерционной нелинейной цепи, амплитудная характеристика которой аппроксимирована функцией (1), будем полагать, что ее аргумент представляет многочастотное воздействие

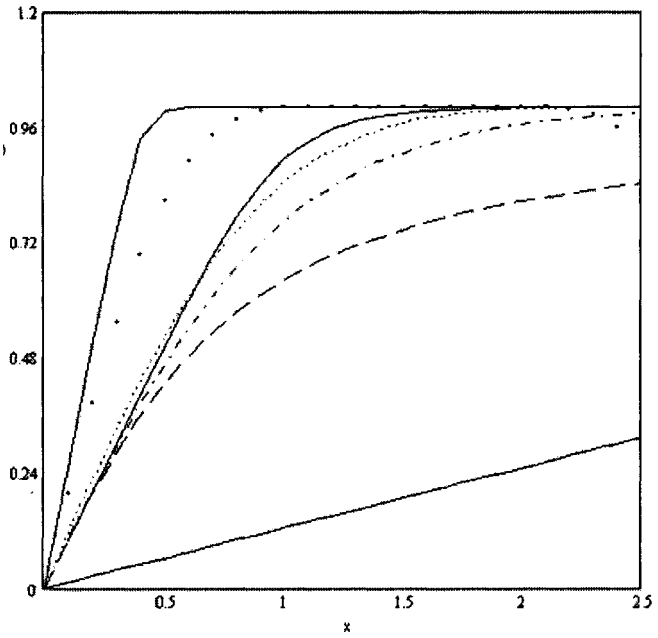
$$X_{вх}(t) = X_0 + \sum_{i=1}^{N} X_{mi} \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i) =$$

$$= X_N \cdot [1 + \sum_{i=0}^{N} \frac{X_{mi}}{X_N} \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i)], \qquad (2)$$

где X_0 = const; X_{mi}, ω_i, φ_i - соответственно, амплитуда, круговая частота и начальная фаза i - й гармонической компоненты входного сигнала; $X_{m0} = X_0 - X_N$, U_N - норма, определяемая соотношением

$$X_N = \sqrt{\sum_{i=0}^{N} |X_{mi}|^2}. \qquad (3)$$

Ниже рассматриваются случай, при котором частоты ω_i являются несоизмеримыми.



$\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} dx$

$\frac{1}{32} \cdot (38 \cdot \sin(x) + 7 \cdot \sin(3 \cdot x) + \sin(5 \cdot x))$

$\frac{2}{} \text{arctg} \frac{x}{2}$

$\text{th}(x)$

$\frac{1}{\sqrt[6]{1+\left(\frac{1}{x}\right)^6}}$

$\frac{1}{\sqrt[4]{1+\left(\frac{8}{x+0.0005}\right)^4}}$

$\frac{1}{\sqrt[10]{1+\left(\frac{0.4}{x+0.0005}\right)^{10}}}$

Рисунок 1 - Характеристики моделей "мягкого" ограничения

При подстановке (2) в (1) получим квазипериодическую функцию, для которой определим область допустимых значений (область сходимости или абсолютной сходимости). С этой целью представим функцию (1) в следующем виде

$$Y(t) = Y_0 + A \cdot a_0^{\frac{1}{S}} \cdot \tilde{x}^{\frac{p}{S}} \cdot (1 + a_0 \cdot \tilde{x}^p)^{-\frac{1}{S}}, \qquad (4)$$

где $a_0 = (X_N / B)^p$;

$$\tilde{x} = [1 + \sum_{i=0}^{N} \frac{X_{mi}}{X_N} \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i)] = 1 + z;$$

$$z = \sum_{i=0}^{N} \frac{X_{mi}}{X_N} \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i). \qquad (5)$$

Определение условий сходимости рядов, входящих в правую часть (4), выполним для двух случаев соотношений между нормой сигнала X_N и коэффициентом B: $X_N < B$ и $X_N > B$.

Рассмотрим условия сходимости (4) при $X_N < B$. Так как множества $\{p\}$ и $\{s\}$ принадлежат положительной полуоси действительных чисел, а $|z|<1$, то при $X_N < B$, согласно [15], ряды $\tilde{x}^{\frac{p}{S}}$ и $\tilde{x}^p$ являются абсолютно сходящимися.

Так как $1/s < 1$, то для $X_N<B$ ряд $(1 + a_0 \cdot \tilde{x}^p)^{-\frac{1}{s}}$ также является абсолютно сходящимся. Произведение двух абсолютно сходящихся рядов $\tilde{x}^{\frac{p}{S}}$ и $(1 + a_0 \cdot \tilde{x}^p)^{-\frac{1}{s}}$, согласно [15], также является абсолютно сходящимся рядом при любых вариациях нормы входного многочастотного воздействия. Таким образом, необходимые и достаточные условия сходимости результирующего ряда для функции (1), аргументом которой является выражение (2), для случая $X_N < B$ доказаны. Аналогично доказывается сходимость (1) и для $X_N > B$.

Так как поведение функции (1) при вариации нормы X_N уже изучено, приступим непосредственно к решению основной задачи данной работы - анализу спектра установившегося отклика нелинейности, описываемой функцией (1), на многочастотное воздействие произвольной нормы. Для этого представим (1) в виде

$$Y(t) = Y_0 + A \cdot (1 + \frac{1}{a_0} \cdot \tilde{x}^{-p})^{-\frac{1}{s}}. \qquad (6)$$

и рассмотрим вспомогательный ряд

$$\tilde{x}^{-p} = [(1+z)^p]^{-1} = (\sum_{i=0}^{p} b_i \cdot z^i)^{-1} =$$

$$= (\sum_{i=0}^{p} \frac{p!}{i!\cdot(p-i)!} \cdot z^i)^{-1}. \qquad (7)$$

Для получения развернутого выражения ряда $\tilde{x}^{-p}$ воспользуемся теоремой о частном двух абсолютно сходящихся рядов [15]

$$(\sum_{k=0}^{\infty} d_k \cdot z^k) / (\sum_{k=0}^{\infty} b_k \cdot z^k) = \frac{1}{b_0} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} c_k \cdot z^k, \qquad (8)$$

при условии $b_0 = 1, d_0 = 1, d_k = 0$ для всех $k = \overline{1,\infty}$. При этом ряд частного (8) сходится в интервале $(-\rho/(M+1), \rho/(M+1))$, где $\rho \in (0, r); M = \sup|b_m| \times \times \rho^m; r$ – радиус сходимости ряда $(1 + \sum_{k=1}^{N} c_k \cdot z^k)$.

Коэффициенты c_k в (8) с учетом предыдущих условий и конечного значения верхнего индекса суммирования, согласно [16], определяются либо из соотношения

$$c_k = d_k - \frac{1}{b_0} \cdot \sum_{k=1}^{N} b_k \cdot c_{N-k}, \qquad (9)$$

где $c_0 = d_0 / b_0 = d_0 / 1 = 1$, либо по правилу Крамера [15]

$$c_k = |D_k| / |B_k|, \qquad (10)$$

где $|D_k|$ и $|B_k|$ - детерминанты числителя и знаменателя (8), определяемые формулами

$$|D_k| = (-1)^{n-k+1} \cdot d_0 \cdot \begin{vmatrix} b_0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ b_{n-1} & \cdots & b_{n-k} & b_{n-k-2} & \cdots & 0 \\ b_0 & \cdots & b_{n-k+1} & b_{n-k-1} & \cdots & b_0 \end{vmatrix},$$

$$|B_k| = \begin{vmatrix} b_0 & \cdots & 0 & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ b_{k-1} & \cdots & b_0 & 0 \\ b_k & \cdots & b_1 & b_0 \end{vmatrix}.$$

Если n - велико, то более целесообразно коэффициенты c_k определять из системы $b_0 \cdot c_0 = d_0$, $b_1 \cdot c_0 + b_0 \cdot c_1 = d_1$, $b_2 \cdot c_0 + b_1 \cdot c_1 + b_0 \cdot c_2 = d_2, \ldots$ с помощью метода Гаусса либо другого метода, более эффективного, чем решение по формуле Крамера.

В матричной форме формула для расчета коэффициентов c_k имеет вид

$$c_k = \begin{vmatrix} b_1 & 1 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ b_{k-1} & b_{k-2} & \cdots & 1 \\ b_k & b_{k-1} & \cdots & b_1 \end{vmatrix}. \qquad (11)$$

С учетом (7 - 11) выражение (6) принимает вид

$$Y(t) = Y_0 + A \cdot a_0^{\frac{1}{S}} \cdot [b_0 + \sum_{i=0}^{p} c_i \cdot z^i]^{-\frac{1}{S}} =$$

$$= Y_0 + A \cdot a_0^{\frac{1}{S}} \cdot [(\sum_{i=0}^{p} C_i \cdot z^i)^{-1}]^{\frac{1}{S}}, \qquad (12)$$

где $C_0 = 1 + a_0$, а $C_i = c_i$ для $i = \overline{1,p}$.

Применяя повторно операцию нахождения результирующего ряда частного $(\sum_{i=0}^{p} C_i \cdot z^i)^{-1}$ в (12), получаем промежуточную форму (1)

$$Y(t) = Y_0 + A \cdot a_0^{\frac{1}{S}} \cdot (\sum_{i=0}^{p} D_i \cdot z^i)^{\frac{1}{S}}, \qquad (13)$$

где $D_i = C_i - \frac{1}{C_o} \cdot \sum_{k=1}^{i} D_{i-k} \cdot C_k$, $i = \overline{1, p}$.

Для дальнейших преобразований введем вспомогательные переменные $U_i = (D_i / D_0) \cdot z^i, i = \overline{1, p}$; $D_0 = (1 + a_0)^{-1}$. После их подстановки выражение (13) принимает вид

$$Y(t) = Y_0 + A \cdot (a_0 \cdot D_0)^{\frac{1}{s}} \cdot (1 + \sum_{i=0}^{p} U_i)^{\frac{1}{s}}. \qquad (14)$$

Для возведения $(1 + \sum_{i=0}^{p} U_i)^{\frac{1}{s}}$ в дробную степень, воспользуемся разложением [16]

$$(1 + \sum_{i=0}^{p} U_i)^{\gamma} = \sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\cdots\sum_{k_p=0}^{\infty} \gamma \cdot (\gamma - 1) \times$$
$$\times (\gamma - 2) \cdot \ldots \cdot (\gamma - \sum_{i=1}^{p} k_i + 1) \cdot \prod_{i=1}^{p} \frac{U_i^{k_i}}{k_i!}, \qquad (15)$$

где γ – любое действительное число.

С учетом (15) выражение (14) принимает вид

$$Y(t) = Y_0 + A \cdot (a_0 \cdot D_0)^{\frac{1}{S}} \cdot \sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\cdots\sum_{k_p=0}^{\infty} \frac{1}{s} \times$$
$$\times (\frac{1}{s} - 1) \cdot \ldots \cdot (\frac{1}{s} - \sum_{i=1}^{p} k_i + 1) \cdot \prod_{i=1}^{p} \frac{(D_i / D_0)^{k_i} \cdot z^{i \cdot k_i}}{k_i!} =$$
$$= Y_0 + A \cdot (a_0 \cdot D_0)^{\frac{1}{S}} \cdot \sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\cdots\sum_{k_p=0}^{\infty} \frac{1}{s} \times$$
$$\times (\frac{1}{s} - 1) \cdot \ldots \cdot (\frac{1}{s} - \sum_{i=1}^{p} k_i + 1) \cdot \prod_{i=1}^{p} \frac{(D_i / D_0)^{k_i} \cdot z^{\sum_{i=1}^{p} i \cdot k_i}}{k_i!} =$$
$$= Y_0 + A \cdot (a_0 \cdot D_0)^{\frac{1}{S}} \cdot \sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\cdots\sum_{k_p=0}^{\infty} \frac{1}{s} \times$$
$$\times (\frac{1}{s} - 1) \cdot \ldots \cdot (\frac{1}{s} - \sum_{i=1}^{p} k_i + 1) \cdot \prod_{i=1}^{p} \frac{(D_i / D_0)^{k_i}}{k_i!} \cdot \{\sum_{k=1}^{N} \frac{X_{mk}}{2 \cdot x_N} \times$$
$$\times [\exp[j \cdot (\omega_k \cdot t + \varphi_k)] + \exp[-j \cdot (\omega_k \cdot t + \varphi_k)]\}^{\sum_{i=1}^{p} i \cdot k_i}. \qquad (16)$$

Используя формулу Эйлера для косинуса и вводя комплексные и комплексно-сопряженные амплитуды для компонент спектра входного сигнала (2), преобразуем (16) следующим образом

$$Y(t) = Y_0 + A \cdot (a_0 \cdot D_0)^{\frac{1}{S}} \cdot \sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\cdots\sum_{k_p=0}^{\infty} \frac{1}{s} \times$$
$$\times (\frac{1}{s} - 1) \cdot \ldots \cdot (\frac{1}{s} - \sum_{i=1}^{p} k_i + 1) \cdot \prod_{i=1}^{p} \frac{(D_i / D_0)^{k_i}}{k_i!} \times$$
$$\cdot (2 \cdot x_N)^{-d} \cdot \{[\sum_{k=1}^{N} \dot{X}_{mk} \cdot \exp(j \cdot \omega_k \cdot t)] +$$
$$+ [\sum_{k=1}^{N} \ddot{X}_{mk} \cdot \exp(-j \cdot \omega_k \cdot t)]\}^d, \qquad (17)$$

где $d = \sum_{i=1}^{p} i \cdot k_i; \dot{X}_{mk} = X_{mk} \cdot \exp(j \cdot \varphi_k)$,

$\ddot{X}_{mk} = X_{mk} \cdot \exp(-j \cdot \varphi_k)$.

Применяя формулу бинома Ньютона к выражению в фигурных скобках (17), получаем

$$Y(t) = Y_0 + A \cdot (a_0 \cdot D_0)^{\frac{1}{S}} \cdot \sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\cdots\sum_{k_p=0}^{\infty} \frac{1}{s} \times$$
$$\times (\frac{1}{s} - 1) \cdot \ldots \cdot (\frac{1}{s} - \sum_{i=1}^{p} k_i + 1) \cdot \prod_{i=1}^{p} \frac{(D_i / D_0)^{k_i}}{k_i!} \times$$
$$\times (2 \cdot x_N)^{-d} \cdot \sum_{m=1}^{d} \binom{d}{m} \cdot [\sum_{k=1}^{N} \dot{X}_{mk} \cdot \exp(j \cdot \omega_k \cdot t)]^m \times$$
$$\times [\sum_{k=1}^{N} \ddot{X}_{mk} \cdot \exp(-j \cdot \omega_k \cdot t)]^{d-m}. \qquad (18)$$

Выражения в квадратных скобках (18) представляют собой мультиномиальные разложения, которые согласно [16], определяются формулами

$$[\sum_{k=1}^{N} \dot{X}_{mk} \cdot \exp(j \cdot \omega_k \cdot t)]^m = \sum_{q_1=0}^{m}\sum_{q_2=0}^{m}\cdots\sum_{q_N=0}^{m} m! \cdot \prod_{k=1}^{N} \frac{\dot{X}_{mk}^{q_k}}{q_k!} \times$$
$$\times \exp[j \cdot (\sum_{k=1}^{N} q_k) \cdot \omega_k \cdot t], \qquad (19)$$

$$[\sum_{k=1}^{N} \ddot{X}_{mk} \cdot \exp(j \cdot \omega_k \cdot t)]^{d-m} =$$
$$= \sum_{r_1=0}^{d-m}\sum_{r_2=0}^{d-m}\cdots\sum_{r_N=0}^{d-m} (d-m)! \cdot \prod_{k=1}^{N} \frac{\ddot{X}_{mk}^{r_k}}{r_k!} \times$$
$$\times \exp[-j \cdot (\sum_{k=1}^{N} r_k) \cdot \omega_k \cdot t], \qquad (20)$$

где $\{q_i, r_i\}$ - множества возможных разбиений целого числа d на $2N$ неотрицательных целых чисел и нулей.

С учетом (19) и (20) общее выражение (18) для отклика нелинейности (1) на многочастотное воздействие произвольной нормы определяется формулой

$$Y(t) = Y_0 + A\cdot(a_0\cdot D_0)^{\frac{1}{S}}\cdot\sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\cdots\sum_{k_p=0}^{\infty}\frac{1}{s}\times$$

$$\times(\frac{1}{s}-1)\cdot\ldots\cdot(\frac{1}{s}-\sum_{i=1}^{p}k_i+1)\cdot\prod_{i=1}^{p}\frac{(D_i/D_0)^{k_i}}{k_i!}\times$$

$$\times(2\cdot x_N)^{-d}\cdot\sum_{m=1}^{d}\left(\frac{d}{m}\right)\cdot[\sum_{q_1=0}^{m}\sum_{q_2=0}^{m}\cdots\sum_{q_N=0}^{m}m!\cdot\prod_{k=1}^{N}\frac{\dot{X}_{mk}^{q_k}}{q_k!}]\times$$

$$\times[\sum_{r_1=0}^{d-m}\sum_{r_2=0}^{d-m}\cdots\sum_{r_N=0}^{d-m}(d-m)!\cdot\prod_{k=1}^{N}\frac{\ddot{X}_{mk}^{r_k}}{r_k!}]\times$$

$$\times\exp\left[j\cdot(\sum_{k=1}^{N}q_k-\sum_{k=1}^{N}r_k)\cdot\omega_k\cdot t\right]=$$

$$=Y_0+A\cdot(a_0\cdot D_0)^{\frac{1}{S}}\cdot\sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\cdots\sum_{k_p=0}^{\infty}\frac{1}{s}\times$$

$$\times(\frac{1}{s}-1)\cdot\ldots\cdot(\frac{1}{s}-\sum_{i=1}^{p}k_i+1)\cdot\sum_{m=1}^{d}C_d^m\times$$

$$\times\prod_{i=1}^{p}\frac{(D_i/D_0)^{k_i}}{k_i!}\cdot\sum_{q_1=0}^{m}\sum_{q_2=0}^{m}\cdots\sum_{q_N=0}^{m}\sum_{r_1=0}^{d-m}\sum_{r_2=0}^{d-m}\cdots\sum_{r_N=0}^{d-m}\frac{d!}{\prod_{k=1}^{N}q_k!\cdot r_k!}\times$$

$$\times(2\cdot x_N)^{-d}\cdot\prod_{k=1}^{N}\dot{X}_{mk}^{q_k}\cdot\ddot{X}_{mk}^{r_k}\cdot\exp[j\cdot(\sum_{k=1}^{N}q_k-\sum_{k=1}^{N}r_k)\cdot\omega_k\cdot t]. \quad (21)$$

Используя симметрию полного спектра Фурье выходного сигнала (1), в процессе анализа его комбинационного и гармонического состава можем ограничиться только множеством неотрицательных суммарных частот. Для этого рассмотрим комплексную амплитуду U_Σ комбинационного колебания общего вида с частотой $\omega_\Sigma=\sum_{k=1}^{N}n_k\cdot\omega_k$, где $\{n_k\}$ - множество целых чисел.

Из (21) следует, что в процессе разбиений числа $d=\sum_{k=1}^{N}n_k$, определяющего порядок заданного комбинационного колебания, на $2N$ целых чисел - частей, элементы множеств $\{q_k\}$ и $\{r_k\}$ могут принимать положительные целые или нулевые значения. В зависимости от соотношения величин q_k и r_k соответствующие коэффициенты при ω_k также могут принимать положительные, отрицательные либо нулевые значения.

Взаимодействие множеств $\{q_k\}$ и $\{r_k\}$ в процессе образования возможного множества комбинационных частот описывается двумя системами диофантовых уравнений

$$\{q_k\}+\{r_k\}=\{b_k\},\ \{q_k\}-\{r_k\}=\{b_k\}, \quad (22)$$

где b_k, n_k - целые числа или нули; $k=\overline{1,N}$.

Суммируя по индексу k уравнения каждой из систем, последовательно вычитая и складывая полученные результаты, получаем

$$\sum_{k=1}^{N}q_k=\frac{1}{2}\cdot(d+\sum_{k=1}^{N}n_k);\sum_{k=1}^{N}r_k=\frac{1}{2}\cdot(d-\sum_{k=1}^{N}n_k). \quad (23)$$

Из (23) видно, что если величина $(\sum_{i=1}^{N}q_i-\sum_{k=1}^{N}n_k)\ge 0$, то множество $\{r_k\}$ совместно с множеством $\{q_k\}(k=\overline{1,N})$ являются решения систем диофантовых уравнений (22) в целых числах. Однако полученные решения этих систем в общем случае не являются неотрицательными. Действительно, пусть $\{b_j\}<0$. Тогда все множества $\{r_k\}$, для которых выполняются неравенства $0\le\{r_k\}<\{|b_k|\}$, дадут отрицательные значения.

Для исключения избыточности из всех возможных множеств разбиений необходимо брать только те, у которых $\{r_k\}\ge|\{b_k\}|$, если $\{|b_k|\}<0$. В противном случае, если величина $(\sum_{i=1}^{N}q_i-\sum_{k=1}^{N}n_k)<0$, то решения систем уравнений (22) отсутствуют, даже если число $(d-\sum_{k=1}^{N}b_k)\ge 0$ и является целым.

Таким образом, необходимым и достаточным условием существования решения систем уравнений (22) в целых неотрицательных числах может служить неравенство

$$\sum_{i=1}^{p}i\cdot s_i\ge\sum_{k=1}^{N}|n_k|. \quad (24)$$

Из (24) следует, что суммы, входящие в (23), должны быть равны числам одинаковой четности. В дальнейшем считаем, что условие (23) выполняется.

С учетом (23) и (24) системы уравнений (22) можно заменить одной эквивалентной системой уравнений

$$\{q_k\}-\{r_k\}=\{|n_k|\}. \quad (25)$$

С учетом (25) соотношения (23) принимают вид

$$\sum_{k=1}^{N}q_k=\frac{1}{2}\cdot(d+\sum_{k=1}^{N}|n_k|);\sum_{k=1}^{N}r_k=\frac{1}{2}\cdot(d-\sum_{k=1}^{N}|n_k|). \quad (26)$$

Если определить q_k как меньшее из двух чисел q_k и r_k, то большее из них определится как сумма $g_k+|n_k|$. Поскольку для интересующих нас частот $\omega_\Sigma>0$, то ограничиваясь положительной частотной полуосью, введем следующие обозначения

$$n=\sum_{k=1}^{N}|n_k|,\beta=\sum_{k=1}^{N}g_k, \quad (27)$$

где круговым частотам компонент с комплексными амплитудами $\dot{X}_{mk}$ (1) будут соответствовать неравенства $n_k\ge 0$, а круговым частотам компонент с комплексно-

сопряженными амплитудами $\dot{X}_{mk}$-n_k<0. Учитывая изложенные соображения и соотношения (26) и (27), получаем

$$Y(t) = Y_0 + A\cdot(a_0\cdot D_0)^{1/S}\cdot\sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\dots\sum_{k_p=0}^{\infty}(-1)^n\times$$
$$\times\frac{(-1/s)_n}{2^{n-1}}\cdot\prod_{i=1}^{p}\frac{(D_i/D_0)^{k_i}}{k_i!}\cdot\sum_{m=1}^{d}C_d^m\times$$
$$\times\sum_{q_1=0}^{m}\sum_{q_2=0}^{m}\dots\sum_{q_N=0}^{m}\sum_{r_1=0}^{d-m}\sum_{r_2=0}^{d-m}\dots\sum_{r_N=0}^{d-m}\frac{d!}{\prod_{k=1}^{N}[q_k!\cdot r_k!]}\times$$
$$\times(2\cdot X_N)^{-d}\cdot\prod_{k=1}^{N}[\dot{X}_{mk}^{q_k}\cdot\ddot{X}_{mk}^{r_k}]\times$$
$$\times\exp\{j\cdot[\sum_{k=1}^{N}(q_k-r_k)\cdot\omega_k\cdot t]\}. \qquad (28)$$

Учитывая известные факториальные соотношения [17]

$$(g_k+|n_k|)!=|n_k|!\cdot(|n_k|+1)_{g_k}, \qquad (29)$$

$$2^{-2\beta}\cdot\frac{1}{s}\cdot(\frac{1}{s}-1)\cdot\dots\cdot(\frac{1}{s}-n-2\cdot\beta+1)=$$
$$=(-1)^n\cdot(-\frac{1}{s})_n\cdot\left(\frac{n-1/s}{2}\right)_\beta\cdot\left(\frac{n-1/s+1}{2}\right)_\beta, \qquad (30)$$

где $(k)_m = k\cdot(k+1)\cdot\dots\cdot(k+m-1)$ - символ Похгаммера, а $(k)_m = 1$ для $m\le 0$, получаем сокращенную формулу отклика $Y(t)$

$$Y(t) = Y_0 + A\cdot(a_0\cdot D_0)^{\frac{1}{S}}\cdot\sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\dots\sum_{k_p=0}^{\infty}(-1)^n\times$$
$$\times\frac{(-\frac{1}{s})_n}{2^{n-1}}\cdot\prod_{i=1}^{p}\frac{(D_i/D_0)^{k_i}}{k_i!}\cdot\sum_{m=1}^{d}C_d^m\cdot\left(\frac{n-1/s}{2}\right)_\beta\times$$
$$\times\left(\frac{n-1/s+1}{2}\right)_\beta\cdot\sum_{q_1=0}^{d}\sum_{q_2=0}^{d}\dots\sum_{q_N=0}^{d}(2\cdot X_N)^{-n}\times$$
$$\times\prod_{k=1}^{m}[\dot{X}_{mk}^{g_k}\cdot\ddot{X}_{mk}^{g_k+|n_k|}]\cdot\exp(j\cdot n\cdot\omega_k\cdot t). \qquad (31)$$

Используя (31), после соответствующих преобразований получаем окончательное выражение, определяющее искомую амплитуду комбинационного колебания с частотой ω_Σ

$$Y(t) = Y_0 + A\cdot(a_0\cdot D_0)^{1/S}\cdot(-1)^n\times$$
$$\times\frac{(-1/s)_n}{X_N^n\cdot 2^{n-1}}\cdot\sum_{k_1=0}^{\infty}\sum_{k_2=0}^{\infty}\dots\sum_{k_p=0}^{\infty}\prod_{i=1}^{p}\frac{(D_i/D_0)^{k_i}}{k_i!}\times$$
$$\times\sum_{m=1}^{d}C_d^m\cdot\left(\frac{n-1/s}{2}\right)_\beta\cdot\left(\frac{n-1/s+1}{2}\right)_\beta$$
$$\times\sum_{q_1=0}^{m}\sum_{q_2=0}^{m}\dots\sum_{q_N=0}^{m}\sum_{r_1=0}^{d-m}\sum_{r_2=0}^{d-m}\dots\sum_{r_N=0}^{d-m}\prod_{k=1}^{m}[|\dot{X}_{mk}^{g_k}|^{2g_k}\cdot\ddot{X}_{mk}^{|n_k|}]. \qquad (32)$$

ПРИМЕРЫ МОДЕЛЕЙ

Возможности применения предложенной функции (1) рассмотрим на примере нелинейной модели усилительного каскада, схема которого приведена на рис. 2.

Связь между мгновенными значениями коллекторного тока и входного напряжения в подобном каскаде, согласно [18], выражается трансцендентным уравнением

$$a\cdot i_N + \ln(i_N+1) = U_{вхN} - I_{0N}\cdot A, \qquad (33)$$

где $a = g_{э=}\cdot(R_{Гэкв}+R5\cdot\beta+r_б)$; $R_{Гэкв}$ - общее эквивалентное сопротивление источника сигнала, образованное параллельным соединением внутреннего сопротивления собственно генератора сигнала и резисторов базового делителя $R1$ и $R2$; $g_{э=}$ - проводимость эмиттерного перехода транзистора в рабочей точке по постоянному току; β - коэффициент передачи тока базы; $i_N(t) = \Delta i(t)/I_{k=}$ - нормированное приращение коллекторного тока транзистора, который соответствует входному сигналу $U_{вх}$; $I_{вх=}$ - ток коллектора в рабочей точке по постоянному току; $U_{inpN}(t) = U_{inp}(t)/U_0$ - нормированный входной сигнал; I_{0N} - нормированное значение постоянной составляющей коллекторного тока; $U_0 = mkT/q$ - температурный потенциал; $A = \{R_{cm}+[R1\cdot R2/(R1+R2)-R_{Гэкв}]/\beta\}\cdot I_{k=}/U_0$.

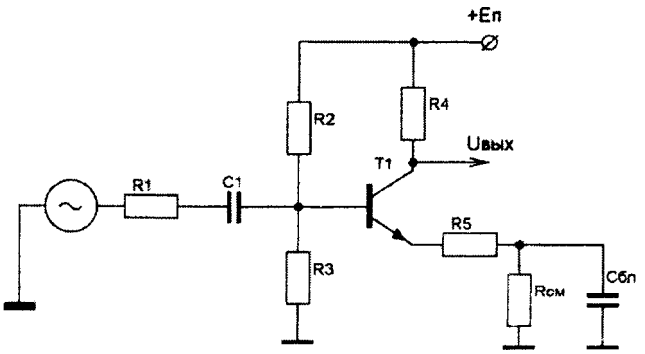


Рисунок 2 - Схема обобщенного нелинейного усилительного каскада

Уравнение (33) является математической моделью, которая позволяет при определенных упрощающих предположениях [17] анализировать установившиеся режимы схемы рис.2 при уровнях нормированной амплитуды входного гармонического сигнала, лежащих в интервале [-2, 2...3].

Как известно [3], решением трансцендентного уравнения (33) является специальная функция, введенная Э.Б. Грибовым и названная им G - функцией. Согласно [3], G - функцию можно рассматривать как эквивалентную проходную характеристику в обобщенной системе координат Y - X, в которой значение X_0 соответствует рабочей точке по постоянному току. По мнению

Э.Б. Грибова [3] G - функция не может иметь единой аналитической формы, которая бы с достаточной степенью точности отражала поведение рассматриваемого каскада в широком диапазоне изменения входного воздействия, и поэтому она может быть либо табулирована, ли-бо представлена в графическом виде.

В связи с этим вопрос моделирования G - функции решался на основе различных методов аппроксимации [3, 17, 18]:

1) представлением рядом Тейлора при уровнях нормированной амплитуды X_N<2...3 с удовлетворительной точностью аппроксимации;

2) сложной логарифмической функцией $y2 = \ln x - \ln[\ln(x)]$; в интервале изменений $X_N \in [3, 16]$ при ошибке аппроксимации не более 6,5 %;

3) выражением $y3 = \exp x - 0{,}5 \cdot \exp(2 \cdot x)$; в интервале изменений $x_N \in [-\infty, -0{,}25]$ при ошибке аппроксимации не более 5 %;

4) экспоненциальным выражением $y5 = -0{,}5 + \exp 0{,}098 \cdot x)$.

Такой подход позволяет получить удовлетворительную аппроксимацию G - функции в диапазоне изменения нормированного аргумента $-\infty \le x_N \le 16$ при условии, что для ее моделирования одновременно используются миним м т и азличных нкции.

На рис. 3 приведены графики зависимостей и аппроксимирующих G - функцию рассматриваемого каскада, для данного диапазона значений аргумента. Аппроксимация G - функции осуществлялась четырьмя различными методами: сложной логарифмической функцией - $y2(x)$; алгебраической суммой экспонент -$y3(x)$; экспоненциальным биномом - $y5(x)$; функцией (1) с параметрами: Y_0=0,1; A=2,1; B=18; x_0=1,9; p=2,3; s=3.

Анализ графиков, приведенных на рис.3, показывает, что функция (1) по точности аппроксимации и диапазонным характеристикам перекрывает возможности остальных функциональных соотношений, что позволяет широко использовать ее для анализа режимов работы различных схем усилителей, умножителей частоты, преобразователей частоты, перемножителей сигналов, де екторов, ав огенера оров .. т.д.

Возможности предложенной функции (1) для моделирования характеристик активных элементов показаны на примере аппроксимации выходных вольт - амперных характеристик (ВАХ) транзистора КТ317А (рис.4).

На рис.4 сплошные линии соответствуют экспериментальным нормированным ВАХ транзистора, пунктирные кривые - графикам функции аппроксимации, предложенной в [12], для трех значений параметров аппроксимации $z = U_{вх} / U_{вх0}$ и $x1 = U_{вых} / U_{вх0}$, где ($U_{вх0}$ - опорное напряжение нормирования), а точечные кривые - графикам функции (1) при Y_0=0; B=0,5; p=3; s=4.

Из приведенных графиков видно, что предложенная функция в рассматриваемом диапазоне изменения аргумента имеет более высокую степень приближения по сравнению с функцией аппроксимации [12] и, как показали дополнительные расчеты, сохраняет высокую точность аппроксимации выходных ВАХ данного транзистора при изменении величины напряжения $U_{вых}$ вплоть до значений, соответствующих напряжению лавинного пробоя U_λ.

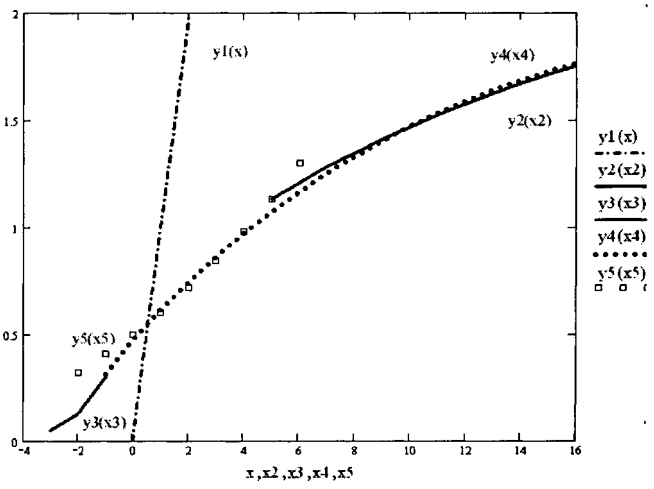


Рисунок 3 - Графики аппроксимации G-функции

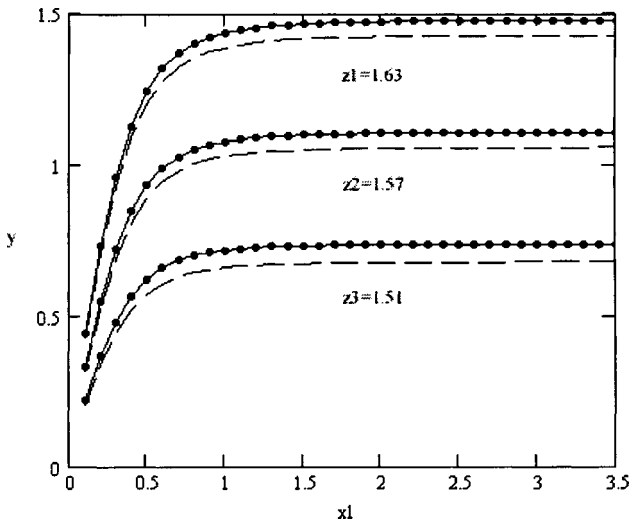


Рисунок 4

ВЫВОДЫ

Предложена аналитическая многопараметрическая трансцендентная функция для моделирования двух- и многополюсных безынерционных нелинейных схемных элементов. Получена формула для отклика нелинейности, представленной подобной функцией, на многочастотное воздействие произвольной нормы.

Полученные результаты позволяют:

а) унифицировать форму математических моделей устройств, реализующих однотипные функции и работающих в широком динамическом диапазоне;

б) осуществлять количественное и качественное сравнение характеристик проектируемых устройств, принадлежащих к одноименному классу и предназначенных для реализации заданной функции, с целью выявления оптимального схемотехнического решения на основе выбранных критериев;

в) моделировать режимы работы как отдельных компонентов (электронных ламп, транзисторов, диодов и пр.), так и широкого класса электронных устройств: усилителей, умножителей частоты, амплитудных ограничителей, управляемых аттенюаторов, детекторов, компрессоров, экспандеров, перемножителей и конвертеров различного рода сигналов с достаточной степенью точности.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. W.B. Davenport and W.L. Root, Random Signals and Noise. New York: McGraw - Hill, 1958. - 280 p.
2. Бруевич А.Н., Евтянов С.И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. - М.: "Советское радио", 1965 г. - 248 с.
3. Э.Б. Грибов. Нелинейные явления в приемопередающем тракте аппаратуры связи на транзисторах. - М.: Связь, 1971 г. - 368 с.
4. Н.П. Хазанкина, Аппроксимация статических ВАХ нелинейных компонент электрических цепей. Теоретическая электротехника, Республиканский межвузовский научно - технический сб., 1966, вып. 2, - С. 133 - 166.
5. С.К. Савин, Об аппроксимации характеристик нелинейных элементов с помощью степенных полиномов. Радиотехника, 1969, Т. 24, № 3, - С. 46 - 53.
6. И.С. Волков, И.Д. Соловьев, Аппроксимация характеристик нелинейных элементов рядом Эджворта. Радиотехника, 1971, Т. 26, № 12, - С. 56 - 64.
7. J.G. Laning and R. H. Battin, Random processes in Automatic Control. McGraw-Hill: 1956. - 171 p.
8. J.H. Van Vleck and D. Middleton, "The spectrum of clipped noise", Proc. IEEE, Jan. 1966, pp. 2 - 19.
9. R.F. Baum, "The correlation function of smoothly limited Gaussian noise", IRE Trans. Inform. Theory, vol. 1T-3, September, 1957, pp. 193 - 197.
10. J. Galejs. "Signal-to-noise ratios in smooth limiters", IRE Trans Inform. Theory, vol. IT-5, June 1959, pp. 79-85.
11. А.М. Бобков, Н.Н. Яковлев, Аппроксимация характеристики нелинейного безынерционного элемента. "Радиотехника", 1986 г., № 5, - С. 25 - 26.
12. И.В. Малышев, Аппроксимация статических выходных характеристик активных трехэлектродных приборов, работающих в нелинейном режиме. "Радиотехника", 1987 г., № 8, - С. 84 - 85.
13. L.K. Regenbogen, Nonlinearity Model With Variable Knee Sharpness. IEEE Transaction Aerospace Electronic Systems, vol. AES-16, 1980, May, pp. 410 - 414.
14. А.Ф. Верлань, И.О. Горошко, Т.П. Гушель, Аппроксимация экспериментальных зависимостей полиномами с дробным показателем степени. "Электронное моделирование", 2002 г., Т. 24, № 3, - С. 101-106.
15. Г. Корн и Т. Корн, Справочник по математике. - М.: 1978. - 832 с.
16. Е.А. Богатырев, Нелинейные математические модели транзисторных каскадов. - Тр. / Московский энергетический институт, 1972, вып. 110, - С. 117 - 123.
17. Амплитудно-фазовая конверсия / Крылов Г.М., Прусслин В.З., Богатырев Е.А. и др.; Под ред. Г.М. Крылова. - М.: Связь, 1979. - 256 с.,

Надійшла 9.02.04
Після доробки 17.03.04

Запропоновано аналітичну трансцендентну функцію для моделювання двох - та багатополюсних безінерційних нелінійних елементів. Отримано формулу для відклику нелінійності, амплітудна характеристика якої представлена запропонованою функцією, на багаточастотний вплив великої норми. Отримані результати дозволяють моделювати як окремі компоненти, так і широкий клас електронних пристроїв в режимах малого та великого сигналів з довільним спектром.

The analytic transcendental function for modeling of the bipolar and multiterminal nonlinear inertialless elements is proposed. The formula for the output of the nonlinearity, its amplitude characteristic is presented proposed function, on the multifrequency inputs with a large norm is reseived. The results, which was reseived, are permitting to modeling so of the individual active components, as and of wiled class of the arrangements in the regimes of the small and large signals with arbitrary spectrum.

УДК 621.396.96

Д.М. Пиза, А.П. Залевский, Б.Н. Бондарев

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ СЕЛЕКЦИИ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИИ И СВЯЗИ

Отримано аналітичний вираз для оцінювання ефективності фільтрації сигналів у лінійному поляризаційному базисі. Проведено розрахунок залежності відношення сигнал/завада від поляризаційних розходжень в структурі сигналів та завад. Отримані результати дозволяють оцінювати ефективність поляризаційної фільтрації при довільних параметрах корисних та завадових сигналів.

ВВЕДЕНИЕ

Использование адаптивной поляризационной фильтрации полезных сигналов является достаточно эффективным средством повышения помехозащищенности современных радиотехнических средств (РТС). Известно [1], что теоретический предел эффективности поляризационной фильтрации определяется степенью поляризации электромагнитной волны помехи. Реальные адаптивные процедуры поляризационной фильтрации используют корреляционные связи помеховых сигналов в ортогонально поляризованных каналах приема [2]. При этом эффективность поляризационной селекции зависит от многих факторов. Поэтому оценка эффективности поляризационных селекторов в реальных условиях функционирования радиотехнических систем локации и связи является весьма актуальной.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Оценка эффективности поляризационных селекторов проведена в [3], где показано, что при некотором произвольном фиксированном поляризационном базисе РТС существует область поляризационных параметров помехи, в которой фильтрация последней существенно ухудшается. В работе [4] оценено влияние ограничения весовых коэффициентов адаптивного поляризационного фильтра на эффективность фильтрации сигналов. В упомянутых работах в качестве критерия эффективности поляризационной фильтрации использован коэффициент подавления помехи. Однако, подавление помехи может сопровождаться заметным ослаблением полезного сигнала. Особенно, если поляризационные характеристики сигнала и помехи достаточно близки. Поэтому основной задачей, решаемой в данной работе, является оценка эффективности поляризационной селекции в [illegible] го отношения сигнал/помеха. Использование такого критерия в условиях конкретной сигнально-помеховой обстановки позволяет одновременно учесть и подавление помехи и ослабление сигнала.

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ

В качестве параметра, определяющего эффективность поляризационной селекции, введем коэффициент улучшения K_y, как разность между коэффициентом подавления помехи K_n и коэффициентом ослабления сигнала K_c [illegible].

$$K_y = K_n - K_c, \qquad (1)$$

где коэффициент подавления определяется как

$$K_n = 10\lg\frac{\sigma_o^2}{\sigma_\Sigma^2} = -10\lg(1-|\dot{\rho}|^2). \qquad (2)$$

Здесь σ_o^2 и σ_Σ^2 - соответственно, дисперсия помехи на входе (в основном канале) и на выходе адаптивного поляризационного селектора (см. рис.1); $|\dot{\rho}|^2$ - квадрат модуля коэффициента взаимной корреляции помехи в каналах селектора. При этом квадратурные составляющие оптимального значения весового коэффициента определяются следующим образом

$$W = -\rho\frac{\sigma_o}{\sigma_в}, \qquad W_\perp = -\rho_\perp\frac{\sigma_o}{\sigma_в}, \qquad (3)$$

т.е. зависят от относительных уровней помехи в каналах приема.

В работе [4] приведено выражение для коэффициента подавления помехи с учетом возможного ограничения модуля весового коэффициента $|\dot{W}|$ адаптивного фильтра

$$K_n = -10\lg[1-2|\dot{W}||\dot{\rho}|\frac{\sigma_в}{\sigma_o}+|\dot{W}|^2\frac{\sigma_в^2}{\sigma_o^2}], \qquad (4)$$

где $\sigma_в^2$ - дисперсия помехи во вспомогательном канале селектора.

В случае, когда выполняются условия (3), выражение (4) сводится к выражению (2). Действительно, формулу (4) можно преобразовать следующим образом

$$K_n = -10\lg[1-2|\dot{\rho}|\sqrt{W^2+W_\perp^2}\frac{\sigma_в}{\sigma_o}+(W^2+W_\perp^2)\frac{\sigma_в^2}{\sigma_o^2}] =$$

$$= -10\lg(1-|\dot{\rho}|^2).$$

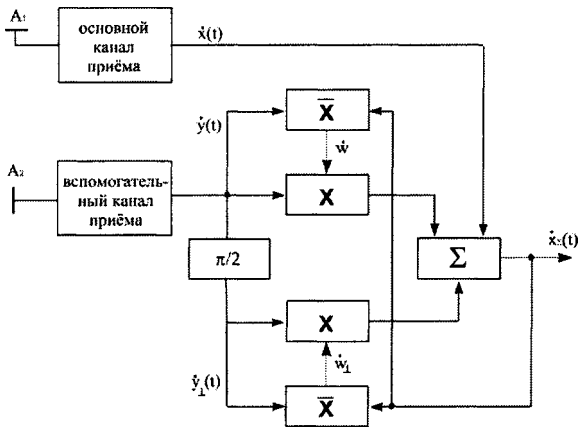


Рисунок 1 - Структурная схема адаптивного поляризационного фильтра

Будем считать, что в системах связи, где для передачи информации, как правило, используют непрерывные сигналы, за счет использования режекторных фильтров полезные сигналы в цепях формирователя весовых коэффициентов существенно ослаблены. При этом весовые коэффициенты адаптивного поляризационного фильтра формируются только по помехе. В системах импульсной радиолокации это может быть обеспечено за счет дискретной во времени адаптации весовых коэффициентов на интервалах, где полезный сигнал отсутствует. Очевидно, что в этих условиях при наличии поляризационных отличий между полезным и помеховым сигналом, сформированные по помехе весовые коэффициенты ограничены выражениями (3) и не являются оптимальными для существенного ослабления сигнала.

Известно [5], что интенсивность поляризованных компонент помехового сигнала в каналах приема поляризационного селектора σ_o, $\sigma_в$ определяется значениями диагональных элементов матрицы когерентности. Для определенности будем считать, что электромагнитное поле помехи $\dot{E}_{xy}(t)$ с матрицей вторых моментов

$\dot{M}_{xy}$ задано в некотором фиксированном линейном поляризационном базисе. Изменение поляризационных параметров помехового сигнала в этом случае может быть описано унитарной матрицей

$$\mathbf{Q}_\Theta = \begin{vmatrix} cos\,\Theta & sin\,\Theta \\ -sin\,\Theta & cos\,\Theta \end{vmatrix}. \qquad (5)$$

Электромагнитное поле помехи с учетом поворота базиса на угол Θ представляется как

$$\dot{\mathbf{E}}^1{}_{xy}(t) = \mathbf{Q}_\Theta \cdot \dot{\mathbf{E}}_{xy}(t) \qquad (6)$$

или

$$\dot{\mathbf{E}}^1{}_{xy}(t) = \begin{vmatrix} \dot{E}^1{}_x(t) \\ \dot{E}^1{}_y(t) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{E}_x(t)\cos\Theta + \dot{E}_y(t)\sin\Theta \\ -\dot{E}_x(t)\sin\Theta - \dot{E}_y(t)\cos\Theta \end{vmatrix}, \qquad (7)$$

где $\dot{E}_x(t)$ и $\dot{E}_y(t)$ - прежние значения комплексных амплитуд поля, которое представлялось матрицей-столбцом $\dot{\mathbf{E}}_{xy} = \begin{vmatrix} \dot{E}_x(t) \\ \dot{E}_y(t) \end{vmatrix}$.

В общем случае при повороте линейного базиса на произвольный угол Θ матрица вторых моментов комплексных случайных амплитуд может быть записана в следующем виде

$$\dot{\mathbf{M}}_{x_\Theta y_\Theta} = \mathbf{Q}_\Theta \dot{\mathbf{M}}_{xy} \mathbf{Q}_\Theta^\dagger, \qquad (8)$$

где $\dot{\mathbf{M}}_{xy} = \begin{vmatrix} M_{xx} & \dot{M}_{xy} \\ M_{yx} & M_{yy} \end{vmatrix}$ - матрица вторых моментов случайных амплитуд поля в исходном базисе; † - знак эрмитового сопряжения. Диагональные элементы матрицы (8), представляющие собой зависимость дисперсии ортогональных составляющих сигналов в каналах приема адаптивного поляризационного фильтра от угла поворота Θ, могут быть представлены в следующем виде

$$\begin{aligned} (\sigma_o)^2_\Theta &= \sigma_o^2\, cos^2\Theta + \sigma_в^2\, sin^2\Theta + 2\sigma_o\sigma_в|\dot{\rho}|\, sin\Theta\, cos\Theta, \\ (\sigma_в)^2_\Theta &= \sigma_o^2\, sin^2\Theta + \sigma_в^2\, cos^2\Theta - 2\sigma_o\sigma_в|\dot{\rho}|\, sin\Theta\, cos\Theta. \end{aligned} \qquad (9)$$

Воспользуемся выражениями (9) для определения зависимости коэффициента улучшения K_y от поляризационных различий электромагнитных полей сигнала и помехи. Для определенности будем считать, что поляризационный базис помехи линейный фиксированный и соответствует первому особому базису [5], в котором обеспечивается равенство дисперсий

$$\sigma_o^2 = \sigma_в^2$$

и реализуется максимально возможный коэффициент корреляции помехи в каналах приема. Поляризационный базис сигнала будем считать линейным и, в соответствии с выражениями (9), переменным.

При этом конечное выражение для коэффициента улучшения с учетом (2), (4) и (9) запишем следующем образом

$$\begin{aligned} K_y &= K_n - K_c = \\ &= -10\lg[1 - |\dot{\rho}|^2] + 10\lg[1 - 2|\dot{W}||\dot{\rho}_c|\frac{(\sigma_в)_\Theta}{(\sigma_o)_\Theta} + \\ &+ |\dot{W}|^2 \frac{(\sigma_в^2)_\Theta}{(\sigma_o^2)_\Theta}]. \end{aligned} \qquad (10)$$

В уравнении (10) первое слагаемое в квадратных скобках представляет собой коэффициент подавления помехи, а второе - коэффициент ослабления сигнала.

С учетом того, что в системах радиолокации и связи из цепей формирования весовых коэффициентов поляризационного селектора полезный сигнал тем или иным способом исключают, перепишем выражение (10) в следующем виде

$$\begin{aligned} K_y &= -10\lg[1 - |\dot{\rho}|^2] + 10\lg[1 - 2|\dot{\rho}|\frac{\sigma_o}{\sigma_в}|\dot{\rho}_c|\frac{(\sigma_в)_\Theta}{(\sigma_o)_\Theta} + \\ &+ |\dot{\rho}|^2 \frac{\sigma_o^2}{\sigma_в^2}\frac{(\sigma_в^2)_\Theta}{(\sigma_o^2)_\Theta}], \end{aligned} \qquad (11)$$

где $|\dot{\rho}_c|$ - модуль коэффициента взаимной корреляции сигнала в каналах селектора.

Полученное выражение может быть использовано для численных расчетов улучшения отношения сигнал/помеха в приемном тракте систем радиолокации и связи при произвольных поляризационных характеристиках сигналов и помех в линейном базисе.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

Результаты аналитических расчетов выполнены по формуле (11) и приведены на рис.2, где представлена зависимость коэффициента улучшения K_y от поляризационных различий между полезным сигналом и помехой. Расчет выполнен для линейного фиксированного поляризационного базиса антенны РТС и фиксированного линейно-поляризованного электромагнитного поля помехи. При этом взаимный базис соответствовал первому особому базису. Поляризационный базис полезного сигнала был переменным в интервале углов $\Theta[-\pi/4, +\pi/4]$. Отношение сигнал/шум при $\Theta = 0^o$ и помеха/шум в каналах приема составляло 40 дБ. Влияние собственных шумов приемных каналов учитывалось через коэффициенты взаимной корреляции сигналов и помех в каналах поляризационного селектора ($|\dot{\rho}| = |\dot{\rho}_c||_{\Theta=0^o} = 0{,}9999$).

Анализ рис.2 показывает, что функция, характеризующая эффективность поляризационного селектора, является четной и симметричной относительно значения $\Theta = 0^o$. Очевидно также, что при отсутствии поляризационных отличий между полезным и помеховым сигналами ($\Theta = 0^o$), эффективность поляризационного селе-

ктора равна нулю ($K_y=0|_{\Theta=0^0}$). Однако, при наличии даже небольших отличий в поляризации помехи и сигнала поляризационная селекция в радиолокации и связи может быть достаточно эффективной.

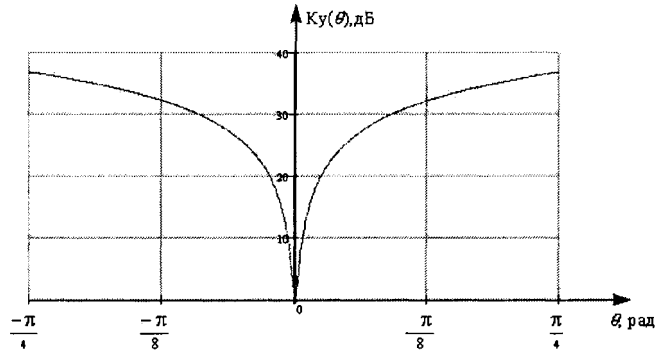


Рисунок 2 - Зависимость коэффициента улучшения K_y от поляризационных различий Θ между сигналом и помехой

ВЫВОДЫ

В результате проведенных исследований получено аналитическое выражение для оценки эффективности фильтрации сигналов в линейном поляризационном базисе применительно к радиолокации и связи в рамках критерия максимального отношения сигнал/помеха. Произведен расчет зависимости коэффициента улучшения от поляризационных различий в структуре сигналов и помех. Полученные аналитические выражения и чис- р у ц фф поляризационной фильтрации при произвольных параметрах полезных и помеховых сигналов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Джули Д. Поляризационное разнесение в радиолокации / /ТИИЭР.-1986.-74, № 2.-с.6-34.
2. Пиза Д.М. Синтез быстродействующего поляриметра на базе адаптивного фильтра //Проблемы управления и информатики. 1998.№ 1.-с.115-119.
3. Пиза Д.М. Эффективность адаптивных поляризационных фильтров при произвольных параметрах помех //Проблемы управления и информатики.1998.№ 3.-с.110-114.
4. Пиза Д.М., Солдатов Б.Т., Залевский А.П. Особенности адаптации поляризационных фильтров при ограничении весовых коэффициентов //Радиоэлектроника, информатика, управление.-2003.№ 2.-с.71-73.
5. Канарейкин Д.М., Потехин В.А., Шишкин И.Ф. Морская поляриметрия. -М: Судостроение, 1968.-328с.

Надійшла 1.03.04
Після доробки 23.03.04

The analytical expression for an estimation of efficiency of a filtration of signals in linear polarized basis was received. The signal-handicap ratio dependence from polarized differences in structure of signals and handicapes was calculated. Received result allow to estimate efficiency of a polarized filtration at any parameters useful and noise signals.

УДК 621.396.96.01

В.П. Прокофьев

МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТРАДИЦИОННЫХ ЗАДАЧАХ ЗАГОРИЗОНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ

Проанализированы вероятностные модели нерелеевских флуктуаций огибающей сигналов, наиболее широко используемые в настоящее время при описании моделей сигналов и помех в задачах загоризонтной радиолокации. Сделано заключение о незавершенности и ограниченных статистических возможностях таких моделей.

Приводится обобщение одномерных плотностей распределения вероятностей на многомерный случай для равномерного, гауссовского и логарифмически-нормального распределения.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

В последние годы во всем мире обострился интерес к загоризонтной радиолокации. Это вызвано прежде всего тем, что за счет возможности распространения радиоволн декаметрового диапазона за границы радиогоризонта посредством поверхностной волны (за счет дифракции вдоль морской поверхности) или пространственной волны (при использовании механизма ионосферной рефракции) существенно повышаются дальности обнаружения как морских, так и воздушных объектов. Несмотря на то, что загоризонтные радиолокаторы прошли свой эволюционный путь совершенствования и представляют собой современные средства обнаружения, тем не менее, одной из ключевых проблем продолжает оставаться проблема обнаружения полезного сообщения на фоне мешающих воздействий. В декаметровом диапазоне имеет место высокий уровень как активных, так и пассивных помех, поэтому построение таких сложных систем, какими являются РЛС загоризонтного обнаружения и их систем обработки информации, невозможно без знания и учета статистических характеристик сигналов и помех.

Практическое назначение вероятностных моделей флуктуаций радиолокационных сигналов тесно связано с задачами синтеза оптимальных систем обработки. Для того чтобы уйти от сложных вычислений плотности

вероятности случайного процесса, в задачах радолокационного обнаружения ограничиваются определением свойств огибающей случайного процесса. До тех пор, пока исследования носили чисто теоретический характер в широком обиходе была разработанная физическая модель объекта локации, основанная на представлении процесса переотражения радиоволн от большого числа отдельных взаимонезависимых "блестящих точек", при этом основной моделью радиолокационных сигналов служил гауссовский случайный процесс с релеевскими флуктуациями огибающей. В последние годы в ходе проводимых экспериментальных исследований было установлено, что релеевские флуктуации радиолокационных сигналов имеют место лишь для ограниченного числа объектов локации и вполне определенных участков частотного диапазона. Все это повлекло за собой поиск новых способов описания статистических характеристик флуктуаций реальных сигналов. Наибольшее распространение получили так называемые нерелеевские модели флуктуаций амплитуд, отличающиеся от однопараметрического распределения Релея большим числом параметров, имеющих различный физический смысл.

К настоящему времени разработано несколько десятков вероятностных моделей флуктуаций огибающей сигналов, при этом оказалось, что некоторые из разработанных моделей дублируют друг друга, а иногда бывают противоречивы.

Ориентироваться в такой непростой ситуации, характеризуемой большим многообразием вероятностных моделей флуктуаций сигналов, довольно сложно.

АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ДОСТИЖЕНИЙ

В [1] была предпринята попытка систематизации имеющихся сведений о вероятностных моделях нерелеевских флуктуаций полезных радиолокационных сигналов и введена классификация по количеству параметров, входящих в модель флуктуаций сигналов. Наиболее многочисленный класс, из всего многообразия известных моделей нерелеевских флуктуаций радиолокационных сигналов, составляют двухпараметрические модели, представляющие распределение суммы двух узкополосных сигналов с независимыми полностью случайными начальными фазами и с постоянными (или случайными) амплитудами. Наиболее широкое распространение получило двухпараметрическое распределение Накагами [2]

$$W(u) = \frac{2}{\Gamma(m)}\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m u^{2m-1}\exp\left\{-\frac{m}{\Omega}u^2\right\}, \qquad (1)$$

$$F(\sigma) = \frac{1}{\Gamma(m)}\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \sigma^{m-1}\exp\left\{-\frac{m}{\Omega}\sigma\right\}, \qquad (2)$$

где $m = \dfrac{m^2(u^2)}{m(u^4) - m^2(u^2)} \geq \dfrac{1}{2}; \Omega = m(u^2)$;

u - амплитуда узкополосного радиолокационного сигнала;

σ - ЭПР объекта;

$W(\bullet), F(\bullet)$ - дифференциальное и интегральное распределения вероятностей соответственно;

$m(x^\nu) - \nu$-е начальные моменты случайной величины;

$\Gamma(\bullet)$ - гамма-функция.

Распределение Накагами применяемое в том случае, когда объект локации состоит даже из одной блестящей точки, а отраженный сигнал, вследствие многопутного распространения в ионосфере, является результатом суперпозиции произвольного числа составляющих. Распределение Накагами включает в себя как частные случаи модели Райса и модели Хойта первого, второго и третьего типа [1]. В случаях, когда объектом локации являются пространственно протяженные цели типа земной или водной поверхности модели Райса, Хойта и объединяющая их модель Накагами имеют высокую степень совпадения с экспериментальными результатами [2].

В случаях, когда необходимо учесть возможно высокую вероятность больших значений амплитуды радиолокационных сигналов, используют логарифмически нормальное распределение [1]. Помимо логарифмически нормального распределения для описания флуктуаций сигналов, отраженных от статистически неровной поверхности, используют распределение Вейбулла [3]. Полный учет всего разнообразия свойств огибающей радиолокационных сигналов реализуется в многопараметрической модели флуктуаций, синтезированной в [3]. При этом многопараметрическими считают модели, включающие в себя четыре и более параметров. В работе [4] рассмотрена возможность аппроксимации сигналов обобщенной вероятностной моделью распределения Накагами, что значительно, по мнению авторов работы [4], облегчает проведение численных расчетов. Дальнейшие исследования были направлены на поиск новых, более совершенных моделей. Однако, реальные сигналы являются негауссовскими, поэтому, учитывая все многообразие природы формирования негауссовских сигналов и особенности трассы их прохождения в декаметровом диапазоне волн, представляется, что путь по созданию моделей каждого типа негауссовских сигналов не имеет больших перспектив.

Для аппроксимации амплитудных распределений атмосферных помех декаметрового диапазона, негауссовость которых обусловлена наличием потока импульсов электромагнитного излучения молниевых разрядов (атмосфериков), возрастающего с повышением грозовой активности, по мнению автора [5], наиболее подходит модель Холла, т. к. она точнее аппроксимирует экспериментальное распределение. Разработанная Холлом [5] статистическая модель узкополосной радиопомехи основана на представлении ее огибающей в виде произведения узкополосного гауссова процесса и переменной во времени весовой функции

$$y(t) = a(t)n(t), \qquad (3)$$

где $n(t)$ - узкополосный гауссовский процесс с нулевым средним значением, центральной частотой ω_0 и функцией корреляции $R_n(\tau)$;

$a(t)$ - является стационарным и независимым от $n(t)$ процессом.

Для модели Холла предполагается, что процесс $a(t)$ описывается плотностью вероятности [1]

$$W_n(x)=\frac{(m/2)}{\sigma^m\Gamma\left(\frac{m}{2}\right)}\cdot\frac{1}{|x|^{m+1}}\exp\left\{-\frac{m}{2\sigma^2}\cdot\frac{1}{x^2}\right\}$$
$$-\infty<x<+\infty, \qquad (4)$$

где параметры m и σ определяются из двухстороннего χ^2-распределения.

Гауссовский процесс $n(t)$ сосредоточивает основную информацию в первых двух моментах и полностью определяется функцией корреляции $R_n(\tau)$ и нормальным законом распределения

$$W_n(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\exp\left\{-\frac{x}{2\sigma_1^2}\right\},\ -\infty<x<+\infty, \qquad (5)$$

где $\sigma_1^2=R(0)$.

Так как $n(t)$ и $a(t)$ предполагаются статистически независимыми, то

$$W_y(x)=\int_{-\infty}^{\infty}\frac{1}{|z|}W_a\left(\frac{x}{z}\right)W_n(z)dz. \qquad (6)$$

Аналитическое выражение для закона распределения огибающей такого процесса при равномерно распределенной фазе в интервале $(0,2\ \pi)$ имеет следующий вид

$$W(x)=\frac{\gamma^m x}{(x^2+\gamma^2)^{(m+2)/2}},\ x>0, \qquad (7)$$

где $\gamma=\frac{m\sigma_1}{\sigma}$.

Следующим шагом в этой области явилась разработка Д. Миддлтоном обобщенной модели узкополосных атмосферных и индустриальных помех. Распределение вероятностей огибающей радиопомех, у которых ширина спектра отдельных импульсов меньше, чем ширина частотной полосы узкополосного приемника, имеет вид [1]

$$P_1(\varepsilon>\varepsilon_0)\equiv\exp\{-A_a\}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{A_a^m}{m!}\exp\left\{-\frac{\varepsilon_0^2}{2\sigma_{mA}^2}\right\},\ 0<\varepsilon<\infty, \qquad (8)$$

где $\varepsilon=\frac{E_0}{\sqrt{2\Omega_{2A}(1-\Gamma_A^1)}}$ - мгновенные нормированные значения огибающей;

$\varepsilon_0=\frac{E_0}{\sqrt{2\Omega_{2A}(1+\Gamma_A^1)}}$ - нормированный пороговый уровень;

ε - абсолютные мгновенные значения огибающей;

ε_0 - абсолютные значения порогового уровня;

Ω_{2A} - показатель средней интенсивности импульсной составляющей помехи;

$\Gamma_a^1=\frac{\sigma_G^2}{\Omega_{2A}}$ - отношение показателей интенсивности флуктуационной σ_G^2 и импульсной составляющей радиопомех;

A_a - среднее число выбросов помехи, воздействующей на приемник за время наблюдения;

$\sigma_{mA}^2=\frac{1}{2}\cdot\frac{\left(\frac{m}{A_A}+\Gamma_A^1\right)}{(1+\Gamma_A^1)}$ - дисперсия величины A_a.

Преимуществом модели Д. Миддлтона [5] является более высокая степень совпадения теоретических и экспериментальных данных по сравнению с другими моделями нерелеевских флюктуаций амплитуд и одновременная применимость для описания помех как естественного, так и искусственного происхождения типа индустриальных радиопомех. Ограничивающим фактором данной модели является отсутствие статистических характеристик, определяющих структуру помех во времени.

Сопоставление изложенных выше результатов свидетельствует о том, что все из рассмотренных моделей помеховых сигналов, получивших наибольшее распространение на практике, имеют вполне определенные элементы незавершенности. Очевидно, это объясняется теми узкими задачами, которые ставились при разработке каждой из моделей для определяющего типа помех на основе практических потребностей. Проведенный анализ моделей сигналов и помех, используемых в традиционных задачах загоризонтного обнаружения свидетельствует о необходимости разработки моделей многомерного распределения.

Основной целью статьи является разработка многомерных моделей для равномерного, гауссовского и логарифмически-нормального распределения поскольку статистическое описание сигналов и помех для систем обработки информации загоризонтных РЛС в известной теории отсутствует.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Обобщение распределений осуществляется следующим образом. Рассматривается одномерное распределение, приводятся наиболее существенные его свойства. Далее предлагается многомерный аналог распределения, обладающий такими же свойствами.

Равномерное (прямоугольное распределение)

Случайная величина ξ имеет равномерное распределение в интервале $[a,b]$, $a<b$, если ее плотность распределения равна

$$W_p(x)=\begin{cases}(b-a)^{-1}, x\in[a,b];\\ 0\qquad\ , x\notin[a,b].\end{cases} \qquad (9)$$

Характеристическая функция этого распределения имеет вид

$$\varphi_p(u) = \frac{1}{ju}(b-a)^{-1}(e^{jub} - e^{jua}). \quad (10)$$

В случае симметричной плотности относительно точки x=0

$$a = -\frac{1}{2}x_0,\ b = \frac{1}{2}x_0,$$

$$W_p(x) = \begin{cases} x_0^{-1}, x \in \left[-\frac{1}{2}x_0, \frac{1}{2}x_0\right]; \\ 0\ , x \in \left[-\frac{1}{2}x_0, \frac{1}{2}x_0\right]; \end{cases} \quad (11)$$

$$\varphi_p(u) = \sin c\frac{1}{2}x_0 u.$$

Моменты данной случайной величины выражаются следующим образом

$$\mu_k = E\xi^k = \frac{(b-a)^{-1}}{k+1}(b^{k+1} - a^{k+1}),\ k = 1, 2. \quad (12)$$

Математическое ожидание и дисперсия случайной величины равны

$$\mu = E\xi = \frac{1}{2}(a+b),\ \sigma_\xi^2 = D\xi = \frac{1}{2}(b-a)^2. \quad (13)$$

Ошибки округления чисел, как правило, распределены по равномерному закону. Поэтому данное распределение широко используется при решении задач статистического моделирования.

Рассмотрим m-мерную случайную величину $\bar{\xi}=(\xi_1,\ldots, \ldots, \xi_m)^T$, имеющую равномерное распределение. Обозначим область значений вектора $\bar{x} = (x_1, \ldots, x_m)^T$, в которой эта плотность распределения отлична от нуля, через G. Тогда данная плотность записывается в виде

$$W_p(\vec{x}) = \begin{cases} V_G^{-1}, \vec{x} \subset G; \\ 0, \vec{x} \not\subset G, \end{cases} \quad (14)$$

где V_G - объем области G.

Свойства плотности распределения (6) и соответственно случайного вектора $\vec{\xi}$ определяются величиной и формой области G.

Пусть область G представляет собой m-мерный прямоугольный параллелепипед: $G=[a_1b_1]\times\ldots\times[a_mb_m]$.

$$W_p(\vec{x}) = \begin{cases} \prod_{k=1}^{m} (b_k - a_k)^{-1}, x \subset G; \\ 0, \quad x \not\subset G. \end{cases} \quad (15)$$

Характеристическая функция данного распределения равна

$$\varphi_p(\vec{u}) = \prod_{k=1}^{m} (b_k - a_k)^{-1}\frac{1}{ju_k}(e^{ju_kb_k} - e^{ju_ka_k}). \quad (16)$$

Элементы вектора $\vec{\xi}$ с плотностью (15) и характеристической функцией (16) представляют собой независимые случайные величины, они фактически полностью характеризуются одномерными распределениями.

Более общим является случай, когда областью определения равномерного распределения является часть пространства, ограниченная m-мерным эллипсоидом

$$(\vec{x} - \vec{\mu}) \cdot \sum^{-1} (\vec{x} - \vec{\mu}) \le r_0^2, \quad (17)$$

где r_0 - некоторая положительная величина;

$\sum$ - положительно определенная матрица;

$\vec{\mu}$ - вектор, совпадающий с центром эллипсоида.

В этом случае плотность распределения принимает вид

$$W_p(\vec{x}) = \begin{cases} \dfrac{\Gamma\left(\frac{1}{2}m+1\right)}{\pi^{\frac{1}{2}m} \cdot r_o^m \cdot \left|\sum\right|^{1/2}}, \text{если} (\vec{x}-\vec{\mu})^T \sum^{-1} (\vec{x}-\vec{\mu}) \le r_0^2; \\ 0, \quad \text{если} (\vec{x}-\vec{\mu})^T \sum^{-1} (\vec{x}-\vec{\mu}) > r_0^2. \end{cases} \quad (18)$$

где $\left|\sum\right|$ - определитель матрицы $\sum$.

Характеристическая функция данной плотности равна

$$\varphi_p(\vec{x}) = \int\limits_{(\vec{x}-\vec{\mu})^T \sum (\vec{x}-\vec{\mu}) \le r_0^2} e^{j\vec{u}^T x} W_p(\vec{x}) d\vec{x} =$$

$$= \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}m+1\right)}{\pi^{\frac{1}{2}m}} e^{j\vec{u}^T\vec{\mu}} \int\limits_{\vec{y}^T\vec{y} \le 1} e^{jr_0\vec{u}^T \cdot \sum^{\frac{1}{2}}\vec{y}} d\vec{y} =$$

$$= \Gamma\left(\frac{1}{2}m+1\right) e^{j\vec{u}^T\vec{\mu}} \left(\frac{1}{2}jr_0\sqrt{\vec{u}^T\sum\vec{u}}\right)^{-\frac{1}{2}m} J_{\frac{1}{2}m}\left(jr_0\sqrt{\vec{u}^T\sum\vec{u}}\right) =$$

$$= e^{j\vec{u}^T\vec{\mu}}\Gamma\left(\frac{1}{2}m+1\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{1}{2}jr_0\sqrt{\vec{u}^T\sum\vec{u}}\right)^{2k}}{k!\Gamma\left(\frac{1}{2}m+k+1\right)}. \quad (19)$$

В выражении использовалось степенное представление модифицированной функции Бесселя I-го рода.

$$J_\nu(Z) = \left(\frac{1}{2}Z\right)^\nu \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{1}{2}Z\right)^{2k}}{k!\Gamma(\nu+k+1)}, \quad (20)$$

а также табличный интеграл

$$\int\limits_{z^Tz \le 1} e^{\vec{a}^T\vec{x}} d\vec{x} = (2\pi)^{\frac{1}{2}\cdot m} \cdot \left(\sqrt{\vec{a}^T\vec{a}}\right)^{-\frac{1}{2}\cdot m} J_{\frac{1}{2}m}(\vec{a}^T\vec{a}). \quad (21)$$

Математическое ожидание вектора $\vec{\xi}$ и его корреляционная матрица связаны с кумулянтной функцией $\ln\varphi$ следующими равенствами

$$E\vec{\xi} = \frac{1}{j}\frac{\partial}{\partial\vec{u}}\ln\varphi_p(\vec{u})\Big|_{\vec{u}=0} = \vec{\mu},$$

$$E(\vec{\xi}-\vec{\mu})(\vec{\xi}-\vec{\mu})^T = -\frac{\partial^2}{\partial\vec{u}\partial\vec{u}^T}\cdot\ln\varphi_p(\vec{u})\Big|_{\vec{u}=0} =$$

$$= \frac{1}{2\Gamma\left(\frac{1}{2}m+1\right)}r_0^2\cdot\sum. \qquad (22)$$

Таким образом, среднее значение вектора $\vec{\xi}$ совпадает с центром эллипсоида, в котором определена многомерная плотность равномерного распределения. Что касается корреляционной матрицы этого вектора, то она пропорциональна матрице $\sum$, определяющей форму эллипсоида, с коэффициентом пропорциональности, уменьшающимся с увеличением размерности вектора $\vec{\xi}$ и пропорциональным r_0^2.

Если матрица $\sum$ пропорциональна единичной матрице, то элементы вектора $\vec{\xi}$ некоррелированы. Однако при этом они статистически независимы. В этом можно убедиться, рассмотрев кумулянты более высокого порядка элементов вектора $\vec{\xi}$.

В приложениях довольно часто выносят суждение о части элементов вектора $\vec{\xi}$, наблюдая остальные элементы. Для этого обращаются к использованию условных плотностей распределения случайных величин.

Пусть вектор $\vec{\xi}$ расчленен на два вектора размерностью p и q соответственно $(p+q=m)$: $\vec{\xi}^T = (\vec{\xi}_{(1)}^T, \vec{\xi}_{(2)}^T)$. При этом матрица $\sum$ представляется в виде блоков

$$\sum = \begin{bmatrix}\sum_{11} & \sum_{12}\\ \sum_{21} & \sum_{22}\end{bmatrix},$$

где $\sum_{11}$ и $\sum_{22}$ - невырожденные квадратные матрицы размеров $p\times p$ и $q\times q$, соответственно.

Воспользуемся формулами блочного обращения квадратной матрицы

$$\sum = \begin{bmatrix}\sum_{11} & \sum_{12}\\ \sum_{21} & \sum_{22}\end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix}\sum^{-}_{11} & \sum^{-}_{12}\\ \sum^{-}_{21} & \sum^{-}_{22}\end{bmatrix}, \qquad (23)$$

где

$$\sum^{-}_{11} = (\sum_{11} - \sum_{12}\sum_{22}^{-1}\sum_{21})^{-1},$$

$$\sum^{-}_{21} = \sum^{-T}_{12} = \sum_{22}^{-1}\sum_{21}\sum^{-}_{11},$$

$$\sum_{22}^{-1} = \sum_{22}^{-1} + \sum_{22}^{-1}\sum_{21}\sum^{-}_{11}\sum_{12}\sum_{22}^{-1} =$$

$$= (\sum_{22} - \sum_{21}\sum_{11}^{-1}\sum_{12})^{-1}.$$

Тогда

$$W(\vec{x}_{(2)}) = \int\limits_{(\vec{x}-\vec{\mu})^T\sum^{-1}(\vec{x}-\vec{\mu})\le r_0^2} W_p(\vec{x}_{(1)},\vec{x}_{(2)})d\vec{x}_{(1)}, \qquad (24)$$

где $\vec{x}^T = (\vec{x}_{(1)}^T, \vec{x}_{(2)}^T)$; $\vec{\mu}^T = (\vec{\mu}_{(1)}^T, \vec{\mu}_{(2)}^T)$;

$\vec{x}_{(i)}, \vec{\mu}_{(i)}$ - векторы, соответствующие блочному представлению матрицы (22).

На основании (22) можно записать

$$(\vec{x}-\vec{\mu})^T\sum^{-1}(\vec{x}-\vec{\mu}) \le r_0^2 \rightarrow (\vec{x}_{(1)}-\vec{\mu}^{*}_{(1)})^T\times$$

$$\times\sum^{-}_{11}(\vec{x}_{(1)}-\vec{\mu}^{*}_{(1)}) \le r_0^{*2}, \qquad (25)$$

где $\vec{\mu}^{*}_{(1)} = \vec{\mu}_{(1)} + \sum_{12}\sum_{22}^{-1}(\vec{x}_{(2)}-\vec{\mu}_{(2)})$,

$$r_0^{*2} = r_0^2 - (\vec{x}_{(2)}-\vec{\mu}_{(2)})^T\cdot\sum_{22}^{-1}(\vec{x}_{(2)}-\vec{\mu}_{(2)}) > 0.$$

Более естественной является следующая запись выражения для условной плотности

$$W_p(\vec{x}_{(1)}|\vec{x}_{(2)}) = \begin{cases}\dfrac{\Gamma\left(\frac{1}{2}p+1\right)}{\pi^{\frac{1}{2}p}r_0^{*p}\left|\sum^{*}_{11}\right|^{1/2}}, & \text{если } \vec{x}_{(1)}\subset G_1^{*}, \vec{x}_{(2)}\subset G_2;\\ 0, & \text{если } \vec{x}_{(1)}\not\subset G_1^{*}, \vec{x}_{(2)}\not\subset G_2,\end{cases} \qquad (26)$$

где $\sum^{*}_{11} = \sum_{11} - \sum_{12}\sum_{22}^{-1}\sum_{22}$.

Из ее рассмотрения видно, что положение области концентрации соответствующей случайной величины определяется элементами матрицы $\sum$, а также априорными сведениями о положении области концентрации исходной плотности распределения, сосредоточенными в векторе $\vec{\mu}$. Точнее, положение указанной области определяется вектором $\vec{\mu}^{*}$, представляющим математическое ожидание $\vec{\xi}_{(1)}$ при заданном векторе $\vec{\xi}_{(2)}$, равном $\vec{x}_{(2)}$.

Форма рассматриваемой области концентрации определяется матрицей $\sum^{*}_{11}$, пропорциональной корреляционной матрице вектора $\vec{\xi}_{(1)}$ при $\vec{\xi}_{(2)}=\vec{x}_{(2)} = \text{const}$.

Из (26) следует, что моментное описание случайного вектора $\vec{\xi}_{(1)}$ или $\vec{\xi}_{(2)}$ в при заданном векторе $\vec{\xi}_{(2)}$ или $\vec{\xi}_{(1)}$ такое же, как и моментное описание вектора $\vec{\xi}$.

Интерес представляет анализ плотности распределения вектора $\vec{\xi}_{(1)}$, отличающейся от равномерной плотности. Характеристическая функция данной плотности распределения равна

$$\varphi(\vec{x}_{(2)}) = \int\limits_{(\vec{x}_{(2)}-\vec{\mu})^T\cdot\sum_{22}^{-1}(\vec{x}_{(2)}-\vec{\mu}_{(2)})\le r_0^2} e^{j\vec{u}_{(2)}^T\vec{x}_{(2)}}W(\vec{x}_{(2)})d\vec{x}_{(2)} =$$

$$= \Gamma\left(\frac{1}{2}m+1\right)\left(\frac{1}{2}jr_0^2\sqrt{\vec{u}_{(2)}^T\sum_{22}\vec{u}_{(2)}}\right)^{-\frac{1}{2}m}\times$$

$$\times e^{j\vec{u}_{(2)}^T\vec{\mu}_{(2)}}J_{\frac{1}{2}m}\left(jr_o\sqrt{\vec{u}_{(2)}^T\sum_{(22)}\vec{u}_{(2)}}\right) =$$

$$= \Gamma\left(\frac{1}{2}m+1\right)e^{j\vec{u}_{(2)}^T\vec{\mu}_{(2)}}\sum_{k=0}^{\infty}\frac{\left(\frac{1}{2}jr_0\sqrt{\vec{u}_{(2)}^T\sum_{22}\vec{u}_{(2)}}\right)}{k!\Gamma\left(\frac{1}{2}m+k+1\right)}, \quad (27)$$

где при проведении вычислений использовался следующий табличный интеграл

$$\int\limits_{\vec{x}^T\vec{x}\le 1}(1-\vec{x}^T\vec{x})^{\frac{1}{2}v}d\vec{x} = (2\pi)^{\frac{1}{2}q}2^v\Gamma\left(\frac{1}{2}v+1\right)(\vec{a}^T\vec{a}n)^{-(v+q)}\times$$

$$\times J_{\frac{1}{2}(v+q)}(\vec{a}^T\vec{a}), \quad (28)$$

где q- размерность вектора $\vec{x}$.

Примечательным является то обстоятельство, что полученное выражение (27) с точностью до обозначений векторов и матриц совпадает с характеристической функцией равномерного распределения (19). Исключение составляет лишь отличие размерности вектора $\vec{u}_{(2)}$, равной q, от $m(q<m)$. Поэтому моментное описание свойств вектора $\vec{\xi}_{(2)}$ в с неравномерным распределением по сложности практически такое же, как и в случае равномерного распределения.

Из (27) следует, что математическое ожидание и корреляционная матрица вектора $\vec{\xi}_{(2)}$ в равна

$$E\vec{\xi}_{(2)} = \vec{\mu}_{(2)}, D\vec{\xi}_{(2)} = \gamma\cdot\frac{1}{2\Gamma\left(\frac{1}{2}q+1\right)}\sum_{22}, \quad (29)$$

где $\gamma = \dfrac{\Gamma\left(\frac{1}{2}q+1\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{2}m+1\right)} < 1$.

Так как $q<m$, то $\gamma<1$. При этом с ростом $m-q=p$ коэффициент γ быстро уменьшается. Это и следовало ожидать, поскольку в отличие от равномерной плотности распределения плотность (27) оказывается более сконцентрированной в точке $\vec{\xi}_{(2)} = \vec{\mu}_{(2)}$.

Гауссовское (нормальное) распределение

Случайная величина ξ в имеет гауссовское распределение, если ее плотность распределения равна

$$W_N(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\exp\left\{-\frac{1}{2}(x-\mu)^2\right\}, \quad -\infty<x<\infty. \quad (30)$$

Характеристическая функция этого распределения выражается следующим образом

$$\varphi_N(u) = \exp\left\{ju\mu-\frac{1}{2}u^2\sigma^2\right\}. \quad (31)$$

Центральные моменты нечетного порядка гауссовской величины равна нулю, а четного - следующим величинам

$$\mu_k = E(\xi-\mu_1)^k = \frac{\sigma^k k!}{2^{\frac{1}{2}k}\left(\frac{1}{2}k\right)!}, k = 2, 4, \ldots. \quad (32)$$

Математическое ожидание и дисперсия ξ равны μ, σ^2.

Фундаментальная роль гауссовских распределений определяется тем обстоятельством, что в силу центральной предельной теоремы Ляпунова суммы случайных величин при весьма слабых ограничениях асимптотически являются нормальными. В силу этого, а также сравнительно простого описания гауссовских величин данное распределение хорошо изучено. Здесь оно приводится для полноты изложения материала.

Многомерная гауссовская плотность распределения случайного вектора $\vec{\xi}$ имеет вид

$$W_n(\vec{x}) = \left(2\pi^{-\frac{1}{2}m}\right)\left|\sum\right|^{1/2}\exp\left\{-\frac{1}{2}(\vec{x}-\vec{\mu})^T\sum^{-1}(\vec{x}-\vec{\mu})\right\}, \quad (33)$$

где $\vec{\mu}, \sum$ - соответственно математическое ожидание и корреляционная матрица вектора $\vec{\xi}$;

$$-\infty<x_k<\infty, k = 1, 2, \ldots, m.$$

Характеристическая функция многомерного распределения равна

$$\varphi_N(\vec{u}) = \exp\left\{j\vec{u}^T\vec{\mu}-\frac{1}{2}\vec{u}^T\sum\vec{u}\right\}. \quad (34)$$

Любая совокупность элементов гауссовского вектора имеет тот же закон распределения.

Плотность распределения вектора $\vec{\xi}_{(1)}$ при заданном векторе $\vec{\xi}_{(2)}$ является гауссовской, если $\vec{\xi}=(\vec{\xi}^T_{(1)}, \vec{\xi}^T_{(2)}) \approx$ $\approx N_m(\mu, \sum)$:

$$W_n(\vec{x}_{(1)}|\vec{x}_{(2)}) = (2\pi)^{-\frac{1}{2}p}\left|\sum{}^{*}_{11}\right|^{-1/2} \times$$
$$\times \exp\left\{-\frac{1}{2}(\vec{x}_{(1)} - \vec{\mu}^{*}_{(1)})^T \sum{}^{-1}_{11}\left(\vec{x}_{(1)} - \vec{\mu}^{*}(1)\right)\right\}, \quad (35)$$

где $\vec{\mu}^{*}_{(1)} = \vec{\mu}_{(1)} + \sum_{(12)}\sum{}^{-1}_{22}(\vec{x}_{(2)} - \vec{\mu}_{(2)})$;

$\sum{}^{*}_{11} = \sum_{11} - \sum_{12}\sum{}^{-1}_{22}\sum_{21}$;

$\mu_{(i)}, \sum_{ij}$ - соответствующие блоки $\mu, \sum$.

Логарифмически нормальное распределение

Случайная величина ξ распределена по логнормальному закону, если она имеет следующую плотность распределения

$$W_{LN}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma x}\exp\left\{-\frac{[\ln x - \mu]^2}{2\sigma^2}\right\}, x > 0. \quad (36)$$

Характеристическая функция этого распределения равна

$$\varphi_{LN}(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left\{jue^x - \frac{1}{2\sigma^2}(x-\mu)^2\right\}dx. \quad (37)$$

Моменты данной случайной величины выражаются следующим образом

$$\mu_k = E\xi^k \sqrt{\exp\left\{k\mu + \frac{1}{2}k^2\sigma^2\right\}}, k = 1, 2, \ldots. \quad (38)$$

Математическое ожидание и дисперсия случайной величины равны

$$\mu_1 = \exp\left\{\mu + \frac{1}{2}\sigma^2\right\}, \sigma^2_{\xi} = e^{2\mu+\sigma^2}(e^{\sigma^2} - 1). \quad (39)$$

Логнормальное распределение довольно просто связано с нормальным: если $\varsigma \approx N_1(\mu, \sigma^2)$, то $\xi = \exp\{\varsigma\}$ имеет логарифмически нормальное распределение, плотность которого имеет вид (36).

Рассмотрим m-мерный вектор $\vec{\xi}$, произвольный элемент которого равен $\xi_k = \exp\left\{\frac{1}{\lambda k}\varsigma_k\right\}, \vec{\xi}_k \cong N_m(\mu, \sum)$.

Плотность распределения этого вектора равна

$$W_{LN}(\vec{x}) = \frac{\lambda_1\lambda_2\ldots\lambda_m}{(2\pi)^{\frac{1}{2}m}\left|\sum\right|^{1/2}x_1x_2\ldots x_m} \times$$
$$\times \exp\left\{-\frac{1}{2}(\vec{l}_{\vec{x}} - \vec{\mu})^T\sum{}^{-1}(\vec{l}_{x-\mu})\right\}, \quad (40)$$

где $\vec{l}^T_k = \lambda_1 \ln x_1, \ldots, \lambda_m \ln x_m, 0 < x_k < \infty$.

Характеристическая функция данного распределения, назовем его многомерным логарифмически нормальным, имеет довольно сложный вид, ее использование мало продуктивно.

Математическое ожидание вектора $\vec{\xi}$ и его корреляционная матрица равны

$$\vec{\mu}_{\xi} = \left(e^{\frac{1}{\lambda_1}\mu_1 + \frac{1}{2\lambda_1^2}\sigma_1^2}, e^{\frac{1}{\lambda_2}\mu_2 + \frac{1}{2\lambda_2^2}\sigma_2^2}, \ldots, e^{\frac{1}{\lambda_m}\mu_m + \frac{1}{2\lambda_m^2}\sigma_m^2}\right)^T,$$
$$\sum_{\xi} = (\sigma_{\xi ij}), \sigma_{\xi ij} = \mu_{\xi i}\mu_{\xi j}\left(e^{\frac{1}{\lambda_i\lambda_j}\sigma ij} - 1\right),$$

где $\vec{\mu}_{\xi} = (\mu_{\xi 1}, \ldots, \mu_{\xi m})^T; \sigma^2_i = \sigma^2_{ij}; \sum = (\sigma_{ij})$.

Условная плотность распределения вектора $\vec{\xi}_{(1)}$ при заданном $\vec{\xi}_{(2)}$, является логарифмически гауссовской

$$W_{LN}(\vec{x}_{(1)}|\vec{x}_{(2)}) = \frac{\lambda_1\lambda_2\ldots\lambda_p}{(2\pi)^{\frac{1}{2}p}\left|\sum{}^{*}_{11}\right|^{1/2}} \times$$
$$\times \exp\left\{-\frac{1}{2}(\vec{l}_{\vec{x}(1)} - \vec{\mu}^{*}_{(1)})^T\sum{}^{*-1}_{11}(\vec{l}_{\vec{x}(1)} - \vec{\mu}_{(1)})\right\}, \quad (41)$$

где $\vec{l}^T_x = (\vec{l}^T_{x_{(1)}}, \vec{l}^T_{x_{(2)}})$.

При этом безусловная плотность

$$W_{LN}(\vec{x}_{(2)}) = \frac{\lambda_{p+1}\lambda_{p+2}\ldots\lambda_m}{(2\pi)^{\frac{1}{2}q}\left|\sum_{22}\right|^{1/2}} \times$$
$$\times \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\vec{l}_{\vec{x}_{(2)}} - \vec{\mu}_{(2)}\right)^T\sum{}^{-1}_{22}\left(\vec{l}_{x_{(2)}} - \vec{\mu}_{(2)}\right)\right\} \quad (42)$$

также является логарифмически гауссовской.

ВЫВОДЫ

1. На основе анализа вероятностных моделей нерелеевских флюктуаций огибающей сигналов, наиболее широко используемых в настоящее время при описании моделей сигналов и помех в задачах загоризонтной радиолокации, было сделано заключение об ограниченных статистических возможностях таких моделей. Показано, что дальнейшее совершенствование моделей нерелеев-

ских флюктуаций огибающей сигналов в силу их ограниченной информативности представляется бесперспективным.

2. Полученные модели для многомерных случаев равномерного, гауссовского и логарифмически-нормального распределения, являются первой попыткой теоретического описания более информативных в статистическом смысле моделей.

3. Представляет огромный теоретический и практический интерес поиск других статистических подходов для описания моделей сигналов и помех в загоризонтной радиолокации, учитывая их уникальную сложность, по сравнению с сигналами и помехами в классической надгоризонтной радиолокации.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Шляхин В.М. Вероятностные модели нерелеевских флуктуаций радиолокационных сигналов. Радиотехника и электроника. - 1987, т.32, № 9.
2. Ахметьянов В.Р. и др. Модели законов распределения амплитуды отраженных от морской поверхности сигналов. Зарубежная радиоэлектроника. - 1985, № 1.
3. Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. - М., "Сов. Радио". - 1974.
4. Обнаружение радиосигналов. Под ред. А. А. Колосова. - М. "Радио и связь". - 1989.
5. Ремизов Л.Т. Модели помех естественного происхождения. Радиотехника и электроника. 1981, т.24, № 2.
6. Левин Б.Р., Шварц В.К. Вероятностные модели и методы в системах связи и управления. М.: Радио и связь. 1985.
7. В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М. Радио и связь. 1991.

Надійшла 15.03.04

Проаналізовані ймовірністні моделі нерелеєвських флюктуацій огинаючої сигналів, які найчастіше застосовуються у даний час при описанні моделей сигналів і завад в задачах заобрійної радіолокації. Зроблений висновок про недосконаліть і обмеженість статистичних можливостей таких моделей.

Наводиться узагальнення одновимірних щільностей розподілу ймовірностей на багатомірний випадок для рівномірного розподілу, гаусівського розподілу і логарифмічно-нормального розподілу.

The widely used probability models of signal envelop non-Rayleigh fluctuation are analyzed when it is imperative to describe the signal and noise models in over-the-horizon radiolocation. The analyzed models are imperfect and have limited statistical possibility. The conclusion that it is necessary to work up the multi-dimensional models is drawn.

In the paper, the generalization of probability density functions for multidimensional case of uniform distribution. Gaussian distribution and logarithmic normal distribution are presented.

УДК 62-50

И.В. Щербань, Е.М. Бовкун

НОВЫЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СОПРОВОЖДЕНИЯ

The problem of the radar tracking has been formulated as the problem of choice by the current noised observations of nonstationary structure type of the dynamic stochastic system from the set of structures known apriori, and solved on the basis of the procedure of local optimization. The feasibility of practical realization of the approach suggested has been analyzed on the example of identifying the aerial target maneuver known apriori.

ВВЕДЕНИЕ

В большинстве практических задач многоканальной радиолокации [1,2] существует возможность предварительного прогнозирования технически доступных видов маневров группы воздушных целей или каждой цели в отдельности на основе априорных сведений об их физических возможностях (сведений о тактико-технических характеристиках конкретных видов целей, об их аэродинамических характеристиках и характеристиках рулевых органов и двигательных установок и т.д.) и информации о текущем пространственно-временном распределении целей. Иначе, функционирование группы целей в каждый момент времени может быть представлено одной из возможных и априорно известных динамических структур, определяемой видом маневров всей совокупности целей или каждой цели в отдельности, обобщенной системы дифференциальных уравнений. В этом случае задача сопровождения может быть сведена к задаче идентификации текущего типа структуры (текущего маневра целей) названной динамической системы по результатам радиолокационных наблюдений на фоне шумов и ложных радиолокационных отметок.

Анализ известных методов идентификации [2,3,4] показывает, что получить решение на их основе в случае, когда структуры стохастической динамической системы изменяются с течением времени, не представляется возможным. Поэтому решение задачи выбора нестационарной структуры из совокупности возможных априорно известных структур обобщенной стохастической системы, характеризующей динамику группы воздушных целей и наблюдаемой РЛС, представляет теоретический и практический интерес.

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ЗАДАЧИ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Пусть группа маневрирующих целей в l-м состоянии (при l-м типе маневра) может быть представлена следующей нелинейной динамической стохастической системой [2,3,5]

$$\dot{X} = f^{(l)}(X,t) + f_0^{(l)}(X,t)\xi_t^{(l)}\ ,\ X(t_0) = X_0\ ,\quad t \in [t_0, t_k]\ , \tag{1}$$

где $f^{(l)}(X,t)$, $f_0^{(l)}(X,t)$ - нелинейные векторные ($dim(f^{(l)}) = n^{(l)} \le N$, здесь $N = max(n^{(l)}, \ldots, n^{(s)})$) и матричные ($dim(f_0^{(l)}) = m^{(l)} \times n^{(l)}$) функции;

$l = \overline{1,s}$ - номер динамической структуры;

$X(t)$ - вектор ($dim\ (X)=N$) состояния группы целей в любой структуре;

$\xi_t^{(l)}$ - вектор ($dim(\xi_t^{(l)}) = m^{(l)}$) белого гауссовского нормированного шума;

и наблюдается РЛС

$$Z = H(X,t) + W_t\ , \tag{2}$$

где Z - вектор ($dim\ (Z)=M$) наблюдений;

$H(X,t)$ - функция наблюдения ($dim\ (H)=M$);

W_t - вектор $dim(W_t) = M$ белого гауссовского шума с нулевым средним и матрицей интенсивностей $D_w(t)$.

Плотность апостериорного распределения $\rho(X,Z,t)$ вектора состояния $X(t)$, как известно, может быть представлена в виде [3,5]

$$\rho(X,Z,t) = \sum_{l=1}^{s} \omega(X,Z,l,t) = \sum_{l=1}^{s} \omega_Z^{(l)}(X,t)\ ,$$

где $\omega_Z^{(l)}(X,t)$ - апостериорная плотность вероятности (АПВ) расширенного вектора $\begin{vmatrix} X \\ l \end{vmatrix}$ (l - номер состояния).

В рассматриваемом случае непрерывного сопровождения, когда восстановленные значения l-го состояния (при l-м типе маневра) группы целей $X(t)$ совпадают с конечными значениями ее r-го состояния (при r-м типе маневра), функции $\omega_Z^{(l)}(X,t), l = \overline{1,s}$, описываются следующей системой обобщенных уравнений Стратоновича [3,5]

$$\frac{\partial \omega_Z^{(l)}(X,t)}{\partial t} = L\left[\omega_Z^{(l)}(X,t)\right] + Q\left[\omega_Z^{(l)}(X,t)\right] - \sum_{r=1}^{s} \nu_{lr}(X,t)\omega_Z^{(l)}(X,t) + \sum_{r=1}^{s} \nu_{rl}(X,t)\omega_Z^{(r)}(X,t),\quad l = \overline{1,s},$$

$$Q\left[\omega_Z^{(l)}(X,t)\right] = -\frac{1}{2}\omega_Z^{(l)}(X,t)\left[\gamma(X,Z,t) - \sum_{k=1}^{s}\int_{-\infty}^{\infty}\gamma(X,Z,t)\omega_Z^{(k)}(X,t)dX\right],$$

$$\gamma(X,Z,t) = \sum_{p,q=1}^{M} \frac{D_{pq}(t)}{|D_W(t)|}\left[Z_p - H_p(X,t)\right]^* \left[Z_q - H_q(X,t)\right], \tag{3}$$

где $\nu_{lr}(X,Z,t)$ - интенсивность переходов из состояния l в состояние r,

$D_{pq}(t)$ - алгебраическое дополнение pq-го элемента в определителе $|D_W(t)|$ матрицы $D_W(t)$;

p, q - индексы соответствующих компонентов векторов;

$L\left[\omega_Z^{(l)}(X,t)\right]$ - оператор Фоккера-Планка-Колмогорова.

С целью представления системы (3) в более компактной форме введем вектор интенсивностей смены состояния [3]

$$\nu(X,Z,t) = |\ 0\ \ \nu_{12}(X,Z,t)\ \ \ldots\ \ldots\ \nu_{1s}(X,Z,t)\ \nu_{21}(X,Z,t)\ 0\ \nu_{23}(X,Z,t)\ \ldots\ \ldots\ \nu_{2s}(X,Z,t)\ \nu_{31}(X,Z,t)\ \nu_{32}(X,Z,t)\ 0\ \nu_{34}(X,Z,t)\ \ldots\ \ldots\ \nu_{s(s-1)}(X,Z,t)\ 0\ |^{\mathrm{T}} \tag{4}$$

и вектор

$$\omega_Z(X,t) = |\ \omega_Z^{(1)}(X,t)\ \ \ldots\ \ \omega_Z^{(s)}(X,t)\ |^{\mathrm{T}}.$$

Так как вектор ν содержит нулевые компоненты, то в дальнейшем будем использовать не сам вектор ν, а вектор ν_0, связанный с ним соотношением

$$\nu = E_0\nu_0\ ,$$

где ν_0 - вектор, образованный из вектора ν исключением нулевых компонент;

E_0 - матрица, образованная из единичной добавлением нулевых строк для формирования соответствующих нулевых элементов в векторе ν).

Тогда система (3) может быть представлена в виде

$$\frac{\partial \omega_Z(X,t)}{\partial t} = U[\omega_Z(X,t)] - \left[\Omega[\omega_Z(X,t)](E_s \otimes I_s) - \omega_Z^{\mathrm{T}}(X,t) \otimes E_s\right]E_0\nu_0(X,Z,t),$$

$$U[\omega_Z] = L[\omega_Z] + Q[\omega_Z],$$

где E_s - единичная матрица (dim (E_s)=s×s);

I_s - единичная строка (dim (I_s)=1×s);

$\otimes$ - символ кронекеровского произведения;

$$\Omega(\omega_Z) = \begin{vmatrix} \omega_Z^{(1)} & & & \mathbf{0} \\ & \omega_Z^{(2)} & & \\ & & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & \omega_Z^{(s)} \end{vmatrix}.$$

Анализ системы (4) показывает, что сам факт перехода обобщенной динамической системы (1) из одной структуры в другую - т.е. изменение вида маневра группы целей (или некоторых из целей, или одной цели), полностью определяется только вектором ν_0. Это обстоятельство позволяет сделать вывод о том, что процедура идентификации номера текущей структуры систем (1) должна представлять собой поиск такого вектора ν_0, который доставлял бы оптимум заданному функционалу качества (т.е. обеспечивал бы адекватность модели (1) реальному движению группы воздушных целей), с последующим определением номера максимальной компоненты вектора вероятностей состояний $P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_Z(X,t)dX$ [3,5] - т.е. наиболее вероятной в текущий момент времени динамической структуры.

Поэтому в качестве критерия оптимальности идентификации вектора состояния системы (1) по наблюдениям (2), полученным в текущий момент времени t, целесообразно использовать критерий минимума классического квадратичного функционала [4,5,6], но для текущего времени t

$$\min(J) = \min\left\langle \int_{X.} [Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1} [Z - H(X,t)] \rho(X,Z,t) dX \right\rangle,$$

дополнительно потребовав в качестве ограничения на искомый вектор ν_0 (для обеспечения физической реализуемости системы (4) в силу т.н. "принципа Ферма") минимума его квадратичной формы на текущем интервале времени для X и X_*, т. е.

$$\min\left\langle \int_{t_0}^{t} \int_{X.} \nu_0^{\tau}(X,Z,t)\nu_0(X,Z,t)dX\, dt \right\rangle.$$

Учитывая, что при введении вектора ω_Z выражение для плотности ρ имеет вид

$$\rho(X,Z,t) = I_s \omega_Z(X,t),$$

окончательно минимизируемый функционал представим далее как

$$J = \int_{X.} [Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1} [Z - H(X,t)] I_s \omega_Z(X,t) dX +$$

$$+ \int_{t_0}^{t} \int_{X.} \nu_0^{\tau}(X,Z,t)\nu_0(X,Z,t)dX\, dt \qquad (5)$$

и перепишем для наглядности последующего решения векторное уравнение (4) следующим образом

$$\frac{\partial \omega_Z}{\partial t} = U(\omega_Z) - \left[\Omega(\omega_Z)(E_s \otimes I_s) - \omega_Z^{\tau} \otimes E_s\right] *$$
$$* E_0 \nu_0 = U(\omega_Z) - F(\omega_Z)\nu_0. \qquad (6)$$

Тогда окончательно поставленную задачу можно сформулировать как задачу поиска вектора ν_0, доставляющего минимум функционалу (5) существующему на множестве решений системы (6), с последующим формированием оптимального вектора ω_Z, позволяющим решить задачу идентификации (выбора) искомой структуры путем определения минимальной компоненты вектора вероятностей состояний системы (1)

$$P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_Z(X,t)dX.$$

АЛГОРИТМ РЕШЕНИЯ СФОРМУЛИРОВАННОЙ ЗАДАЧИ

Для последующего решения задачи используем тот известный факт, что при неотрицательно определенной критериальной функции для обеспечения ее минимального значения в каждый момент времени достаточно, чтобы производная ее по времени, взятая с обратным знаком, имела максимум [3,5,6]. В рассматриваемом случае - для функционала (4), это приводит с следующему условию

$$\min_{\nu_0}(J) = \max_{\nu_0}(-\dot{J}) =$$
$$= \max_{\nu_0}\left\langle -\int_{X.}\left(\left\{\left[\dot{Z} - \frac{\partial H(X,t)}{\partial t}\right]^{\tau} D_W^{-1}[Z - H(X,t)] + \right.\right.\right.$$
$$+ [Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1} \times$$
$$\left.\left.\left. \times\left(\dot{Z} - \frac{\partial H(X,t)}{\partial t} - \dot{D}_W D_W^{-1}[Z - H(X,t)]\right)\right\} I_s \omega_Z(X,t) + \right.\right.$$
$$+ [Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1}[Z - H(X,t)] I_s \frac{\partial \omega_Z(X,t)}{\partial t} +$$
$$\left.\left. + \nu_0^{\tau}(Z,X,t)\nu_0(Z,X,t)\right)dX\right\rangle$$

или с учетом правой части уравнения (6) - к условию

$$\max_{\nu_0}\left\langle -\int_{X.}\left(\left\{\left[\dot{Z} - \frac{\partial H(X,t)}{\partial t}\right]^{\tau} D_W^{-1}[Z - H(X,t)] + \right.\right.\right.$$
$$+ [Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1} \times$$
$$\left.\left.\left. \times\left(\dot{Z} - \frac{\partial H(X,t)}{\partial t} - \dot{D}_W D_W^{-1}[Z - H(X,t)]\right)\right\} I_s \omega_Z(X,t) + \right.\right.$$
$$+ [Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1}[Z - H(X,t)] I_s [U(\omega_Z) - F(\omega_Z)] +$$
$$\left.\left. + \nu_0^{\tau}\nu_0\right)dX\right\rangle.$$

Из полученного выражения имеем исходное уравнение для определения вектора ν_0

$$-[Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1}[Z - H(X,t)] I_s F(\omega_Z) + 2\nu_0^{*\,\tau} = 0,$$

откуда искомый вектор

$$\nu_0^* = \frac{1}{2} F^{\tau}(\omega_Z) I_s^{\tau} [Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1}[Z - H(X,t)]. \qquad (7)$$

Подстановка найденного вектора ν_0^* (7) в уравнение (6) позволяет сформировать уравнение, описывающее вектор ω_Z плотностей распределений расширенных векторов состояний системы с интенсивностью их смены, обеспечивающей оптимум функционала идентификации (5)

$$\frac{\partial \omega_Z}{\partial t} = U(\omega_Z) - \frac{1}{2} F(\omega_Z) I_s^{\tau} [Z - H(X,t)]^{\tau} D_W^{-1} [Z - H(X,t)]. \quad (8)$$

Очевидно, что интегрирование полученных уравнений (8) завершает решение задачи идентификации (выбора) текущей структуры обобщенной динамической системы (1) путем последующего определения максимальной компоненты вектора вероятностей состояний

$$P(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega_Z(X,t) dX \ .$$

С точки зрения вычислительных затрат решение уравнений (8) оказывается сложнее исходной системы интегродифференциальных уравнений (6) (базовой в теории динамических систем со случайной структурой [3]). Но, с другой стороны, предложенный подход позволяет существенно упростить общую задачу радиолокационного сопровождения в ее постановочной части [2,4] и, соответственно, обеспечить большее быстродействие и повысить количество одновременно обслуживаемых целей в сравнении с традиционными алгоритмами оптимального радиолокационного слежения [4,5,7]. Недостатком подхода является достаточно сложный предварительный этап формирования банка возможных динамических структур системы (1), определяемых видами маневров конкретных типов воздушных целей.

Таким образом, представленный подход может быть использован при синтезе алгоритмов одновременного сопровождения группы высокоскоростных маневрирующих целей простой аэродинамической формы (управляемых боевых элементов межконтинентальных ракет, крылатых ракет различных классов и т.д.), когда критичным является время на решение задачи оценивания параметров движения целей и довольно просто сформировать банк возможных (доступных) маневров.

Для оценки практической эффективности предложенного подхода было рассмотрено его использование на примере задачи слежения за одной маневрирующей целью.

Пример.

Предполагалось, что априорные сведения о маневрирующей цели позволили сформировать следующую систему стохастических дифференциальных уравнений, определяющих функционирование цели на интервале наблюдения $t \in [0;100]$с

$$da/dt = -\alpha a + \sigma_a \sqrt{2\alpha}\, \xi_a(t) \ ;$$
$$dv/dt = -\gamma v(t) + a(t) + u(t); \ dr/dt = v(t) \ , \quad (9)$$

где $a(t)$, $v(t)$, $r(t)$ - ускорение, скорость движения цели и наклонная дальность до цели соответственно; коэффициент α и величина σ_a^2 характеризуют ширину спектра и дисперсию ускорения $a(t)$; γ - коэффициент, ограничивающий рост дисперсии скорости во времени и определяемый типом цели и условиями движения; $\xi_a(t)$ - белый гауссов шум с единичной спектральной плотностью; $u(t)$ - импульсный процесс, отражающий ускорение цели вследствие маневров (за счет, например, газодинамических рулевых органов), о характере которого с целью упрощения последующих рассуждений и не нарушая их общности предполагалось, что он может случайным образом принимать только два значения (маневры типа "ускорение-торможение")

$$u(t) = \begin{cases} u_1 = \text{const}; \\ u_2 = \text{const}, \end{cases} \qquad u_1 < u_2. \quad (10)$$

Т.е. обобщенная стохастическая система (1) содержала две случайные структуры, где

$$X(t) = |\, a(t) \quad v(t) \quad r(t) \,|^{\mathrm{T}},$$
$$\xi_t^{(1)} = \xi_t^{(2)} = |\, \xi_a(t) \quad 0 \quad 0 \,|^{\mathrm{T}},$$
$$f_0^{(1)} = f_0^{(2)} = \sigma_a \sqrt{2\alpha} \ ,$$
$$f^{(1)}(X,t) = \begin{vmatrix} -\alpha a(t) \\ -\gamma v(t) + a(t) + u_1 \\ v(t) \end{vmatrix},$$
$$f^{(2)}(X,t) = \begin{vmatrix} -\alpha a(t) \\ -\gamma v(t) + a(t) + u_2 \\ v(t) \end{vmatrix}.$$

Полагалось также, что информационное сообщение $X(t)$ входит в наблюдение (2) линейно

$$Z(t) = \begin{vmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} v(t) \\ r(t) \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} w_v(t) \\ w_r(t) \end{vmatrix} \quad (11)$$

($w_v(t)$ и $w_r(t)$ - нормированные белые гауссовы шумы).

На подобном примере в [4] приведено решение задачи квазиоптимального слежения за целью, но при этом априорно известный импульсный процесс $u(t)$ задавался уравнением Колмогорова - Феллера. Рассматривавшаяся постановка задачи слежения, естественно, существенно проще примера в [4], но она может иметь место, как отмечалось ранее, в практических случаях сопровождения в реальном времени высокоскоростных целей. Известно например, что программы оптимального управления динамическими объектами при наличии ограничений на фазовые переменные и управление традиционно имеют релейный характер.

Идентификация структуры $X(t)$ осуществлялась на основе минимизации критерия (5), где

$$\nu_0(X,Z,t) = \begin{vmatrix} \nu_{12}(X,Z,t) \\ \nu_{21}(X,Z,t) \end{vmatrix};$$
$$\rho(X,Z,t) = \omega_Z^{(1)}(X,t) + \omega_Z^{(2)}(X,t).$$

Так как коэффициенты сноса и диффузии A_i, B_{ij} $(i,j=1,2,3)$ оператора ФПК в этом случае имели следующий вид

$$A_i = f_i^{(l)}\ (l=1,2), \qquad B_{11} = 2\alpha\sigma_a{}^2,$$
$$B_{12} = B_{13} = \ldots = B_{33} = 0,$$

то система уравнений апостериорных плотностей имела вид

$$\frac{\partial\omega_Z{}^{(1)}}{\partial t} = (\alpha+\gamma)\omega_Z{}^{(1)} + \alpha a\frac{\partial\omega_Z{}^{(1)}}{\partial a} +$$
$$+(\gamma v - a - u_1)\frac{\partial\omega_Z{}^{(1)}}{\partial v} + v\frac{\partial\omega_Z{}^{(1)}}{\partial r} + \alpha\sigma_a{}^2\frac{\partial^2\omega_Z{}^{(1)}}{\partial a^2} -$$
$$-\frac{\omega_Z{}^{(1)}}{2}[(z_1 - v(t))^2 + (z_2 - r(t))^2 -$$
$$-\sum_{k=1}^{2}\int_{-\infty}^{\infty}\{(z_1 - v)^2 + (z_2 - r)^2\}\omega_Z{}^{(k)}dX]$$
$$-\nu_{12}\omega_Z{}^{(1)} + \nu_{21}\omega_Z{}^{(2)};$$

$$\frac{\partial\omega_Z{}^{(2)}}{\partial t} = (\alpha+\gamma)\omega_Z{}^{(2)} + \alpha a\frac{\partial\omega_Z{}^{(2)}}{\partial a} +$$
$$+(\gamma v - a - u_2)\frac{\partial\omega_Z{}^{(2)}}{\partial v} + v\frac{\partial\omega_Z{}^{(2)}}{\partial r} + \alpha\sigma_a{}^2\frac{\partial^2\omega_Z{}^{(2)}}{\partial a^2} -$$
$$-\frac{\omega_Z{}^{(2)}}{2}[(z_1 - v(t))^2 + (z_2 - r(t))^2 -$$
$$\sum_{k=1}^{2}\int_{-\infty}^{\infty}\{(z_1 - v)^2 + (z_2 - r)^2\}\omega_Z{}^{(k)}dX] - \nu_{12}\omega_Z{}^{(1)} + \nu_{21}\omega_Z{}^{(2)}$$

или в векторной форме

$$\frac{\partial\omega_Z}{\partial t} = U(\omega_Z) - F(\omega_Z)\nu_0,\ \omega_Z = |\ \omega_Z{}^{(1)}\quad \omega_Z{}^{(2)}\ |^{\mathrm{T}},$$

$$F(\omega_Z) = \begin{vmatrix} \omega_Z{}^{(1)} & -\omega_Z{}^{(2)} \\ -\omega_Z{}^{(1)} & \omega_Z{}^{(2)} \end{vmatrix}.$$

Уравнение (8) для оптимального вектора ω_Z в этом случае приняло вид

$$\frac{\partial\omega_Z}{\partial t} = U(\omega_Z) - \frac{1}{2}F(\omega_Z)F^{\mathrm{T}}(\omega_Z)I_2{}^{\mathrm{T}}\times$$
$$\times\{(z_1 - v(t))^2 + (z_2 - r(t))^2\}$$
$$I_2 = |\ 1 \quad 1\ |.$$

Решение этого уравнения осуществлялось на основе аппроксимации функций $\omega_Z{}^{(1),(2)}$ рядами Фурье с точностью до 3-х членов разложений [8] и интегрирования полученной системы уравнений для коэффициентов разложения на временном интервале [0; 100] с. Начальные условия задавались соответственно [4], а "неизвестные" наблюдателю маневры цели задавались распределенными по времени следующим образом

$$u(t) = \begin{cases} u_2,\ t \in [0,46]c, \\ u_1,\ t \in [46,80]c, \\ u_2,\ t \in [80,100]c. \end{cases} \qquad (12)$$

Для повышения качества сравнительного анализа с примером в [4] было выполнено предварительное моделирование "движения" цели по выбранной программе с одновременной записью зашумленных параметров движения $a(t)$, $v(t)$ и $r(t)$ в отдельные файлы, а моделирование "измерений" и идентификация структур (маневров) цели осуществлялись далее в реальном времени (моделирование осуществлялось на ЭВМ с тактовой частотой 700 МГц). По завершении интегрирования и формирования приближенных значений функций $\omega_Z{}^{(1)}$, $\omega_Z{}^{(2)}$ номера структур, выбранных по признаку максимальной вероятности состояния в текущий момент времени, оказались распределенными по времени в соответствии с заданными временными интервалами (12), но с временным запаздыванием, составившим не более 0,8 с. Это существенно меньше временного запаздывания оценки маневра в примере в [4], составлявшим более 5 с.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные результаты позволяют сделать вывод как о теоретическом решении задачи идентификации нестационарных структур стохастической динамической системы, так и о возможности эффективного практического применения разработанного метода.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Шишов Ю.А., Ворошилов В.А. Многоканальная радиолокация с временным разделением каналов. М.: Радио и связь, 1987. -188 с.
2. Войтенков И.Н. Методы и средства дифференциального оценивания и идентификации моделей. Киев: Наукова думка, 1989. - 384 с.
3. Казаков И.Е., Артемьев В.М. Оптимизация динамических систем случайной структуры. М.: Наука, 1980. 412 с.
4. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. - 608 с.
5. Соколов С.В., Хуторцев В.В. Современные принципы управления и фильтрации в стохас-тических системах. М.: Радио и связь, 2001. - 808 с.
6. Соколов С.В., Щербань И.В. Непараметрическая идентификация динамических систем, оптимальная по квадратичному критерию // Теория и системы управления. № 1, 2002. - С. 36-40.
7. Максимов М.В., Меркулов В.И. Радиоэлектронные следящие системы. Синтез методами теории оптимального управления. М.: Радио и связь, 1990. - 226 с.
8. Федоренко Р.П. Введение в вычислительную физику. М.: Изд. МФТИ, 1994. - 528 с.

Надійшла 20.01.04

Задача радиолокационного сопровождения сформулирована как задача выбора по текущим зашумленным наблюдениям типа нестационарной структуры динамической стохастической системы из совокупности структур, априорно известных и решена на основе процедуры локальной оптимизации. Возможность практической реализации предложенного подхода исследована на примере идентификации априорно известного маневра воздушной цели.

УДК 62-50

О.Г. Щербань

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИНАМИЧЕСНИХ ОБЪЕКТОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Рассматривается подход, позволяющий осуществлять оптимальную по квадратичному критерию непараметрическую идентификацию стохастического динамического объекта, наблюдаемого зашумленным измерителем, в условиях полной априорной неопределенности - отсутствия какой-либо информации о модели движения объекта (в отличие от калмановской фильтрации или метода инвариантного погружения, требующих априорной информации).

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проблема непараметрической идентификации многомерного динамического объекта, описываемого системой нелинейных уравнений с неизвестной правой частью $f[x(t),t]$

$$\dot{x}(t) = f[x(t),t], \quad x(t_0) = x_0, \tag{1}$$

где $x(t)$ - вектор $x(t) \in R^n$ состояния объекта;

$f[x(t),t]$ - неизвестная нелинейная векторная функция ($f: R^n \times R^1 \to R^n$), наблюдаемого нелинейным измерителем

$$z(t) = h[x(t),t]) + v(t), \tag{2}$$

где $z(t)$ -вектор выходных сигналов измерителя параметров состояния объекта, $z(t) \in R^q$;

$h[x(t),t]$ - нелинейная вектор-функция наблюдения, ($h: R^q \times R^1 \to R^q$);

$v(t)$ - вектор помехи измерений, $v(t) \in R^q$ решена в общем случае в [1].

Однако представляет как практический, так и теоретический интерес решение подобной задачи непараметрической идентификации в стохастической постановке, когда динамический объект описывается системой нелинейных стохастических уравнений вида

$$\dot{x} = f[x(t),t] + w(t), \quad x(t_0) = x_0, \tag{3}$$

где $f[x(t),t]$ - также неизвестная нелинейная векторная функция ($f: R^n \times R^1 \to R^n$);

$w(t)$ - вектор $w(t) \in R^n$ шумов объекта и наблюдается измерителем (2).

При этом вероятностные характеристики шумов объекта $w(t)$ и наблюдателя $v(t)$ известны и считаются белыми гауссовскими с нулевыми математическими ожиданиями, так что [1-3]

$$M\{w(t)w^m(\tau)\} = K_1(t)\delta(t-\tau),$$
$$M\{v(t)v^m(\tau)\} = K_2(t)\delta(t-\tau).$$

Традиционно для данного класса объектов под оптимальной оценкой $\hat{x}$ понимают оценку по критерию максимума апостериорной вероятности $\rho(x/z)$ или по критерию максимума правдоподобия $\rho(x/z)$, что при выполнении предположений о гауссовости v и w требует [1-4] для определения $\hat{x}$ решения задачи минимизации квадратичного функционала J_0 вида

$$J_0 = \frac{1}{2}\int_{t_0}^{t_k} \{[z(t) - h(x(t),t)]^m K_2^{-1}(t)[z(t) - h(x(t),t)] + w^m(t)K_1^{-1}(t)w(t)\}d. \tag{4}$$

Однако поиск дальнейшего решения при этом на основе использования аппаратов калмановской фильтрации [2,4] или метода инвариантного погружения [3] невозможен вследствие "сильной" неопределенности правой части - отсутствии модели объекта $f[x(t),t]$.

Для решения задачи в сформулированной постановке введем далее вместо критерия J_0 (4) следующий критерий J, аналогичный по физическому смыслу

$$J = E\Big\langle [z(t) - h(x(t),t)]^m K_2^{-1}(t)[z(t) - h(x(t),t)] + \int_{t_0}^{t} f(x(t),t)^m f(x(t),t)\,dt \Big\rangle =$$
$$= \int_{x_*} [z(t) - h(x(t),t)]^m K_2^{-1}(t)[z(t) - h(x(t),t)]\rho(x,t/z)\,dx + \int_{t_0}^{t}\int_{x_*} f(x(t),t)^m f(x(t),t)\rho(x,t/z)\,dx\,dt, \tag{5}$$

где $E\langle\ldots\rangle$ - символ условного математического ожидания,

$\rho(x,t/z)$ - апостериорная плотность вероятности, описываемая интегро-дифференциальным уравнением Стратоновича [2]

$$\frac{\partial\rho(x,t/z)}{\partial t} = -div\{f\rho\} + [F - F_0]\rho = S[\rho] - div\{f\rho\}, \tag{6}$$

$$F(x(t),t) = -\frac{1}{2}[z - h(x(t),t)]^m K_2^{-1}[z - h(x(t),t)],$$

$$F(t) = \int_{x_*} F(x(t),t)\rho(x(t),t)dx,$$

x_* - вся область существования аргумента x,

div - операция дивергенции.

Отсутствие, в отличие от '4', определенного интегрирования по времени на заданном конечном интервале Т в первом слагаемом критерия (5) не приводит к изменению физического смысла решаемой задачи и обусловлено тем, что в силу неотрицательности квадратичной формы $[z-h]^m[z-h]$ обеспечение минимума в текущий момент времени автоматически обеспечивает минимум определенного интеграла на конечном интервале времени, зато позволит оперативно учитывать различные условия качества наблюдения динамического объекта. Квадратичная форма вектора $f(t)$ введена в (5) в соответствии с принципом Ферма и отражает естественное требование сохранения минимальной энергии системы.

Кроме того, использование функционала вида (5) не требует следующих основных допущений аппарата калмановской фильтрации

$$\hat{f}(x) = f(\hat{x}), \quad \hat{h}(x) = h(\hat{x}),$$

возможных, как известно, только при достаточной малости (например, в среднеквадратическом) ошибки оценивания и справедливых с точностью до малых второго порядка [2].

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Окончательно исследуемую задачу можно сформулировать как задачу поиска вектора f, доставляющего минимум функционалу (5), определенному на множестве решений интегро-дифференциального уравнения апостериорной плотности вероятности $\rho(x,t)$ (6) процесса (x,t) [1,2]. Отсутствие операции определенного интегрирования по времени в (5) позволяет рассматривать данный критерий как локальный и использовать при поиске оптимального решения тот известный факт [5], что при неотрицательно определенной критериальной функции (как в (5)) для обеспечения ее минимального значения в каждый момент времени достаточно, чтобы производная ее по времени, взятая с обратным знаком, имела максимум.

В рассматриваемом случае это приводит к следующему условию

$$\min J = \max_f\left(-\dot{J}\right) =$$

$$= \max_f\left\{-\frac{d}{dt}\left\langle \int_{x_*}[z(t) - h(x(t),t)]^m K_2^{-1}(t)\times\right.\right.$$

$$\times[z(t) - h(x(t),t)]\rho(x,t/z)dx +$$

$$\left.\left. + \int_{t_0}^{t}\int_{x_*} f(x(t),t)^m f(x(t),t)\rho(x,t/z)\,dx\,dt\right\rangle\right\} =$$

$$= \max_f\left\{-\int_{x_*}\left\langle\left(\left[\dot{z} - \frac{d\,h}{dt}\right]^m K_2^{-1}[z-h] + [z-h]^m \times\right.\right.\right.$$

$$\times K_2^{-1}\left\{\dot{z} - \frac{d\,h}{dt} - \dot{K}_2 K_2^{-1}[z-h]\right\}\Bigg)\rho +$$

$$\left. + [z-h]^m K_2^{-1}[z-h]\frac{\partial\rho(x,t/z)}{\partial t}\right\rangle dx +$$

$$\left.\left. + \int_{x_*} f(x(t),t)^m f(x(t),t)\rho(x,t/z)\,dx\right\}. \qquad (7)$$

Учитывая вид правой части уравнения (6), выражение (7) запишем в виде

$$\max_f\left\{-\int_{x_*}\left\langle\left(\left[\dot{z} - \frac{d\,h}{dt}\right]^m K_2^{-1}[z-h] + \right.\right.\right.$$

$$+ [z-h]^m K_2^{-1}\left\{\dot{z} - \frac{d\,h}{dt} - \dot{K}_2 K_2^{-1}[z-h]\right\}\Bigg)\rho +$$

$$\left.\left. + [z-h]^m K_2^{-1}[z-h]\left[S(\rho) - \sum_i \frac{\partial f_i}{\partial x_i}\rho + f_i\frac{\partial\rho}{\partial x_i}\right] + f^m f\rho\right\rangle dx\right\},$$

где индекс i введен для обозначения i-го компонента соответствующего вектора.

Анализ полученного выражения показывает, что решение поставленной задачи сводится к классической задаче отыскания вектор-функции f, реализующей минимум определенного интеграла

$$\int_{x_*}\left\langle [z-h]^m K_2^{-1}[z-h]\left[\sum_i f_i\frac{\partial\rho}{\partial x_i} - \sum_i\frac{\partial f_i}{\partial x_i}\rho\right] + f^m f\rho\right\rangle dx. \qquad (8)$$

При этом искомая вектор-функция f должна удовлетворять системе уравнений Эйлера [2]

$$\frac{d}{dx_i}\left\langle [z-h]^m K_2^{-1}[z-h]\rho\right\rangle -$$

$$-\frac{\partial}{\partial f_i}\left\langle [z-h]^m K_2^{-1}[z-h]\left[\sum_i f_i\frac{\partial\rho}{\partial x_i} - \sum_i\frac{\partial f_i}{\partial x_i}\rho\right] + f^m f\rho\right\rangle = 0$$

или

$$\frac{d}{dx_i}\left\langle [z-h]^m K_2^{-1}[z-h]\rho\right\rangle -$$

$$- [z-h]^m K_2^{-1}[z-h]\frac{\partial\rho}{\partial x_i} - 2 f_i\rho = 0, \qquad (9)$$

или

$$[z-h]^m K_2^{-1}\frac{\partial h}{\partial x}+f^m=0, \qquad (10)$$

откуда искомый вектор

$$f=-\frac{\partial h^m}{\partial x}K_2^{-1}[z-h]. \qquad (11)$$

Полученные уравнения (11) правой части нелинейного стохастического объекта (3) напоминают уравнения нелинейного фильтра Калмана и идентичны уравнениям, полученным на основе принципа оптимальности для объекта (1) в [1]. Но важно отметить, что в рассмотренном случае не было сделано никаких предположений о модели объекта $f(t)$, в силу чего механизм формирования оценки оказывается существенно отличен от традиционного.

ПРИМЕР

Объект, задаваемый уравнением с неизвестной правой частью (3) наблюдается измерителем, описываемым уравнением

$$z=1{,}5\cdot x+v,$$

где $v(t)$ - белый гауссовский центрированный шум с интенсивностью 20 % от уровня сигнала объекта.

Требуется синтезировать такую функцию $f(t)$, которая обеспечивала бы в текущий момент времени минимум функционала (5).

Формируя согласно вышеприведенному условие оптимальности, имеем

$$\min J=\max_f\left(-\dot{J}\right)=$$

$$=\max_f\left\langle\int_{x_*}\left\langle 0.2^{-1}[z-1.5x]^2\left[f\frac{\partial\rho}{\partial x}-\frac{\partial f}{\partial x}\rho\right]+f^2\rho\right\rangle dx\right\rangle,$$

откуда, используя выкладки (8)-(10) и уравнение (11), получаем искомое уравнение

$$f=-7.5x[z-1{,}5\cdot x]. \qquad (12)$$

Априорно неизвестная функция правой части f задавалась при моделировании в виде $f=0.05\cos x$. Интенсивность равномерного шума $w(t)$ задавалась равной 10 % от уровня сигнала объекта.

Интегрирование уравнений состояния объекта и уравнений оценок осуществлялось методом Рунге-Кутты четвертого порядка с шагом 0.01с на временном интервале [0;100] с (погрешности интегрирования, определенные для этого метода численного интегрирования экспериментально, были скомпенсированы с целью повышения точности сравнительного анализа). Оценка точности идентификации объекта производилась путем сравнения реального изменения его состояния x и оценки $\hat{x}$ в течение всего временного интервала моделирования.

Графики моделирования реального состояния объекта x и его оценки $\hat{x}$, выходных сигналов измерителя z для одной из случайных выборок представлены на рис.1. На рис.2 представлены относительные ошибки оценки состояния $\delta\,\%$ ($\delta(t)=100\frac{x(t)-\hat{x}(t)}{x(t)}$) для этой же выборки. Кроме того, производилась оценка точности идентификации путем усреднения по ансамблю реализаций среднемодульных абсолютных отклонений оценок отдельно взятых траекторий при моделировании десяти реализаций случайных выборок. При этом было установлено, что относительная погрешность оценивания в конце временного интервала моделирования (на 100-й секунде) не превышает 10 %.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты позволяют сделать вывод о возможности эффективного применения предложенного метода для непараметрической идентификации реальных динамических объектов.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Соколов С.В., Хуторцев В.В. Современные принципы управления и фильтрации в стохастических системах. - М.: Радио и связь, 2001. - 808 с.
2. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А. Красовского. - М.: Наука, 1987. - 712 с.
3. Сейдж Э., Мелса Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 320 с.
4. Фильтрация и стохастическое управление в динамических системах / Под ред. К.Т. Леондеса. - М.: Мир, 1980. - 464 с.
5. Казаков И.Е. Статистическая теория систем управления в пространстве состояний. - М.: Наука, 1975. - 432 с.

Надійшла 23.02.04
Після доробки 29.03.04

The approach allowing to carry out the nonparametric identification optimal in the quadratic criterion for the stochastic dynamic object, observed by the noised meter given the apriori complete uncertainty - lack of any information about the model of the object motion (unlike the Kalman filtering or the method of the invariant plunge requiring the apriori information) is considered.

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELLING

UDK 681.325

Alexander Sokolov, Sergey Chervenko

CODING AND RECONSTRUCTION OF BIT SERIES WITH TAKAGI-SUGENO RECURRENT MODELS

In this paper we investigate the dynamic systems, which are represented by recurrent Takagi-Sugeno rule bases that are widely used in many applications. The main question to be answered is under what conditions the recurrent rule base can reconstruct the chaotic bit series. We use for this purpose so-called "backward interval mapping".

INTRODUCTION

In the simplest case the recurrent Takagi-Sugeno (TS) fuzzy rule base of 0th order can be presented in the following form [1]

$$\begin{aligned} &R_1: If\ x_k = L_1\ then\ x_{k+1} = A_1,\\ &R_2: If\ x_k = L_2\ then\ x_{k+1} = A_2,\\ &\dots\\ &R_N: If\ x_k = L_N\ then\ x_{k+1} = A_N, \end{aligned} \tag{6}$$

where $x \in I = [0, 1]$ is a scalar state variable, L_i are linguistic variables (terms), and the $A_i \in [0, 1]$ are constants. The transition function $f(x): I \to I$ can be written in the form

$$f: x_k \to x_{k+1}. \tag{7}$$

It may be proved that three rules like (1) are necessary and sufficient for producing chaos mapping (if normality conditions are held for membership functions). Then mapping (2) is chaotic in sense of Li-Yorke [2]. When we have triangular membership functions the mapping (2) is isomorphic to well known tent mapping. In such case we can rewrite the mapping (2) as the slopping tent mapping $f(x): I \to I$, $I = [0, 1]$

$$x_{k+1} = \begin{cases} f_1(x_k) = \dfrac{1}{\lambda} x_k, \text{ if } 0 \le x_k \le \lambda, \\ f_2(x_k) = \dfrac{1}{1-\lambda}(x_k - 1), \text{ if } \lambda \le x_k \le 1, \end{cases} \tag{8}$$

where $x_k \in [0, 1]$, $\lambda \in (0, 1)$ (Fig. 1).

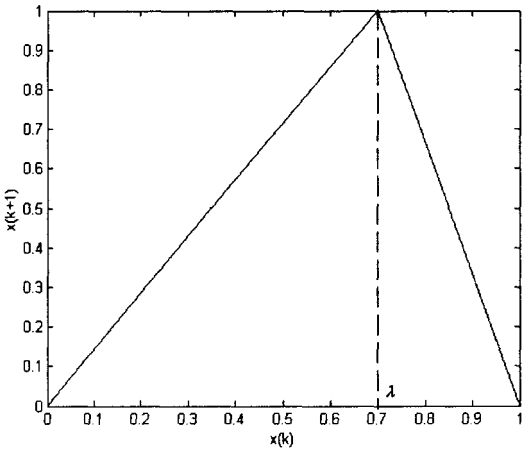


Figure 1 - Slopping mapping

CODING OF CHAOTIC BIT SERIES WITH RECUR-RENT TAKAGI-SUGENO MODELS

Let us consider the following bit sequence

$$C = \{c_i\}_{i=1}^{N}, \tag{9}$$

with length $N, c_i \in \{0, 1\}$.

It is necessary to restore the source sequence (4) as a bit sequence

$$\widehat{C} = \{c_i\}_{i=M}^{N} \tag{10}$$

according to the rule

$$\widehat{c}_i = \begin{cases} 1, if\ x_i \geq \lambda, \\ 0, if\ x_i \geq \lambda, \end{cases} \tag{11}$$

for $i = \overline{M, N}, M \leq N$.

Namely, it is necessary to find such value x_M that gives the same values for restoring sequence like in the source one. Besides, it is important to find such value of λ, that gives maximum members of restored sequence. The best case is when M=1.

The novelty of approach proposed consists in substitution of chaotic bit series by initial value x_M that can reconstruct original orbit with mapping (3).

Underlying methodology is based on so called backward interval mapping.

We propose the following solution of this task. First of all we propose to use socalled backward interval mapping.

Let us consider

$$g(x) = f^{-1}(x). \tag{12}$$

The mapping (7) is contracting mapping if $f(x)$ is chaotic.

For $(k-1)^{th}$ step we can write

$$x_{k-1} = g(x_k). \tag{13}$$

Definition (Wigging and Devaney [3, 4]). Mapping $f(x): I \to I$ is chaotic if

1. It is topologically transitive, i.e., if there exists a $k > 0$ such that $f^k(U) \cap V \neq \varnothing$, where $f^k U = \{f^k(x) | x \in U\}$, for any pair of open sets, $U, V \subseteq I$.

2. It is sensitive to the initial conditions, i.e. if there exists a $\delta > 0$ such that $x \in I$ and any neighborhood N of x there exists a $y \in N$ and $n > 0$ such that $|f^n(x) - f^n(y)| > \delta$.

3. The periodic points of f are dense in I.

According to this Definition we need to find the topological transitivity for inverse mapping (8) as

$$g^{-n}(U) \cap V \neq \varnothing. \tag{14}$$

We use the interval mapping instead of point mapping, namely we consider the mapping

$$g(I) = \begin{cases} g_1 = I_1 \subset I \\ g_2 = I_2 \subset I. \end{cases} \tag{15}$$

Because is contracting mapping, then hence

$$I_1 \cup I_2 = I \text{ and } I_1 \cup I_2 = \varnothing. \tag{16}$$

The second step of backward mapping is

$$g^2(I) = \begin{cases} g_1(g(I)) = \begin{cases} g_1(g_1(I)) = I_{11} \subset I_1, \\ g_2(g_1(I)) = I_{21} \subset I_2, \end{cases} \\ g_1(g(I)) = \begin{cases} g_1(g_2(I)) = I_{12} \subseteq I_1, \\ g_2(g_1(I)) = I_{22} \subset I_2. \end{cases} \end{cases} \tag{17}$$

Lemma

Let there be given $g(x)=(g_1(x), g_2(x))$ where g_i, i=1,2 are monotonous and continuous mapping on $g(x): I \to I$ and $g(x)$ is constructed in the form (10) and it is contracting mapping ((11) is being satisfied) and we have

$$g^{K+1}(I) = \begin{cases} g_1(g^K(I)) = I_{1\{K\}} \\ g_2(g^K(I)) = I_{2\{K\}}, \end{cases} \tag{18}$$

where $\{K\} = \{11\ldots1, 11\ldots2, \ldots 22\ldots2\}$ is set of indexes length of K that were used for marking subset of I on K^{th} step and the next conditions are fulfilled

$$g_1^{K+1}(I) \subset g_1^k(I), K = 0, 1, \ldots,$$
$$g_2^{K+1}(I) \subset g_2^k(I), K = 0, 1, \ldots,$$
$$g_2^K(I) \neq \varnothing, K = 0, 1, \ldots,$$

then

$$I_{1\{K\}} \cup I_{2\{K\}} = I, \ (\bigcap_{\{K\}} I_{1\{K\}}) \cap (\bigcap_{\{K\}} I_{2\{K\}}) = \varnothing,$$

and $g(x) = (g_1(x), g_2(x))$ is contracting mapping for the set I and all of it subsets.

If $g(x) = (g_1(x), g_2(x))$ is fulfilled to Lemma conditions then $f(x) = g^{-1}(x)$ is chaotic in sense of definition of Wigging and Devaney.

For slopping tent mapping (3) we have next backward mapping [5] (Fig. 2)

$$x_k = \begin{cases} g_1(x_{k+1}) = \lambda x_{k+1}, \\ g_2(x_{k+1}) = (\lambda - 1)x_{k+1} + 1. \end{cases} \tag{19}$$

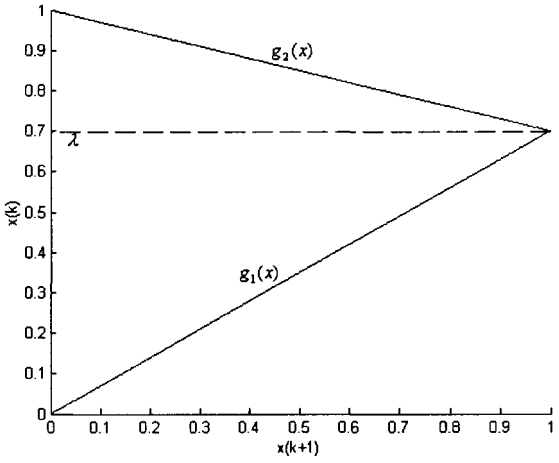


Figure 2 - Backward slopping mapping

Let us consider the action of this mapping when argument of function g is interval (Fig. 3). For initial interval I we have

$$g(I) = \begin{cases} g_1(I) = I_1 = [0, \lambda] \subset I \\ g_2(I) = I_2 = [\lambda, 1] \subset I. \end{cases} \quad (20)$$

The following iterative procedure for back-ward interval mapping takes place. Let choose initial interval according to rule

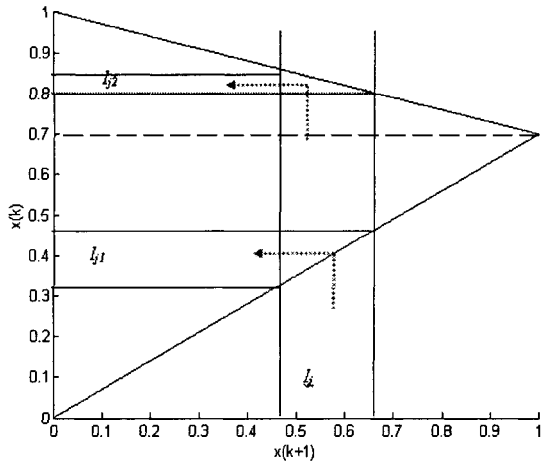


Figure 3 - Backward interval slopping mapping

$$I_N = \begin{cases} [\lambda, 1], if\ c_N = 1, \\ [0, \lambda], if\ c_N = 0. \end{cases} \quad (21)$$

Then define the possible transitions with the backward interval mapping

$$\widehat{I}_{N-1} = g(I_N) = \begin{cases} g_1(I_N) \subset [0, \lambda], \\ g_2(I_N) \subset [\lambda, 1]. \end{cases} \quad (22)$$

The next interval is made more precise in according to the value c_{N-1}

$$I_{N-1} = \begin{cases} g_2(I_N) if\ c_N = 1, \\ g_1(I_N) if\ c_N = 0. \end{cases} \quad (23)$$

The procedure (17), (18) is repeated until obtaining the limit of accuracy

$$diam(I_{M-1}) = \varepsilon. \quad (24)$$

Then any values $x_M \in I_M$ restore the source sequence (4) with forward mapping (3) form M number of sequence.

Parameter ε is machine accuracy. In general case it is $\varepsilon = 10^{-15}$ (in MatLab, Delphi programming environment, so on).

So we can not restore arbitrary sequence with backward methods (only for moment when interval became ε - length).

To increase the quantity of restoring numbers we need to find optimal value of λ.

According to (14) total coefficient of con-traction of iterative procedure for backward in-terval mapping is determined as

$$K = \lambda^n(\lambda - 1)^m, \quad (25)$$

where is quantity of 'zeros' in the source sequence and m is quantity of 'ones' (Fig. 4).

The following **statement** holds true

$$\arg \min_{\lambda \in (0, 1)} \lambda^n(\lambda - 1)^m = n, \quad (26)$$

Proof

We will find extremum of function $K(\lambda)$.

$$K'(\lambda) = n\lambda^{n-1}(\lambda - 1)^m + \lambda^n m(\lambda - 1)^{m-1} = \\ = \lambda^n\left(\frac{n}{\lambda}(\lambda - 1)^m + m(\lambda - 1)^{m-1}\right).$$

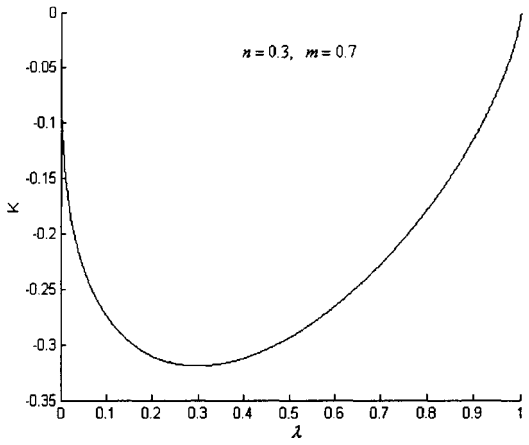


Figure 4 - Coefficient of contraction in iterative mapping procedure for a special case sequence

We have $\lambda \neq 0, \lambda \neq 1$ and expression in brackets is equal to the zero in the case $\lambda = n$.

Indeed

$$K'(n) = n^n((n - 1)^m + m(n - 1)^{m-1}).$$

With $n + m = 1$ we have

$$K'(n) = n^n((n - 1)^m + (1 - n)(n - 1)^{m-1}) = \\ = n^n((n - 1)^m - (n - 1)^m) = 0.$$

Statement (21) is proved.

Thus, it is possible to decrease speed of contraction of intervals for iterative backward mapping procedure.

Hence, we have a $\{0,1\}$ - sequence and a "machine" which is able to reproduce this sequence starting with certain real $x0$. Thus we have to store only $x0$ (and the "machine", i.e. the tent mapping). If we use slopping tent map we need to extra store λ as well and number of elements in series. If we use simple tent mapping it is necessary to store only $x0$ because the maximum elements that can be restored by this method is *48* (in case of simple tent). The initial sequence of $\{0,1\}$ is restored according algorithm - if chaos $(0,1)$ sequence is greater then λ we write 'one' else 'zero'. In simple tent map lambda is *0.5*.

Parameter λ is power of slopping. It is used for increasing of number of restoring elements. Labmda is calculated by counting of percent of 'zeros' and 'ones' in the sequence.

EXAMPLE

Let's consider application of the described approach to the coding and restoration of bitmap image (Fig. 5).

Let dark pixels of bitmap be encoded by "ones" and light pixels - by a "zeros". This bit-map was transformed to one-dimensional sequence with the length *N=Col*Row* by reading all lines from top to bottom.

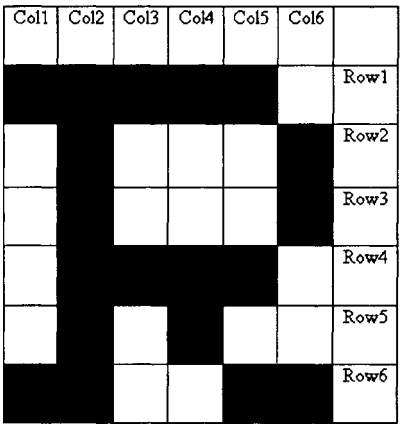


Figure 5 - Graphic presentation of the letter 'R'

Thus we have the next example of bit sequence (4)

$$c = \{1111100100010100010111100101001100 11\}.$$

Let's define the quantity of "zeros" and "ones" in (15) for optimum slopping tent mapping construction

$$n = 17/36 = 0.472222222222222,$$
$$m = 19/36 = 0.527777777777778.$$

Thus in equation (3)

$$\lambda = 0.472222222222222.$$

According to rule (16) initial interval I_{36} is defined as

$$I_{36} = [\lambda, 1] = [0.472222222222222, 1].$$

In accordance with iterative rules (17) and (18) the next interval is

$$I_{35} = g_2(I_{36}) =$$
$$= [0.472222222222222, 0.750771604938272].$$

The next step of iterative procedure gives

$$I_{35} = g_2(I_{36}) = g_1(I_{35}) =$$
$$= [0.222993827160494, 0.354531035665295].$$

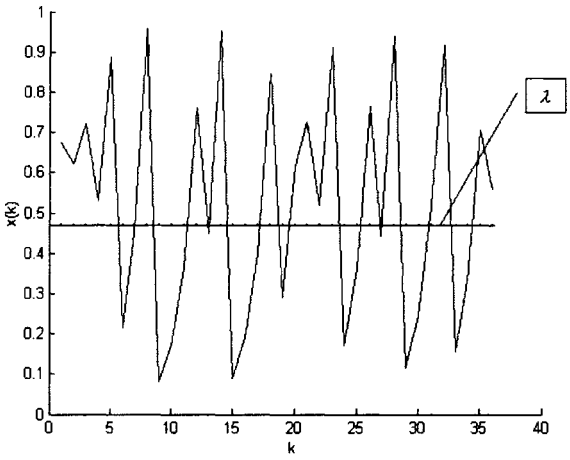


Figure 6 - Graph of chaotic mapping

Table 1

Step	$x(k)$	$\widehat{C}$	C
1	0.67260452606	1	1
2	0.620328266412631	1	1
3	0.719378021533962	1	1
4	0.531704801304073	1	1
5	0.887296165950178	1	1
6	0.213544106620716	0	0
7	0.452211049314457	0	0
8	0.957623398548262	1	1
9	0.0802925080138202	0	0
10	0.170031193441031	0	0
11	0.360066056698654	0	0
12	0.762492825950091	1	1
13	0.450013592936669	0	0
14	0.952969961512947	1	1
15	0.0891095466070482	0	0
16	0.188702569285514	0	0
17	0.399605440839912	0	0
18	0.84622328648452	1	1
19	0.291366404555647	0	0
20	0.617011209647253	1	1
21	0.725662971194679	1	1
22	0.519796475631135	1	1
23	0.909859309330481	1	1
24	0.170792887584352	0	0
25	0.361679056060981	0	0
26	0.765908589305606	1	1
27	0.443541620263062	0	0
28	0.939264607615896	1	1
29	0.115077585569881	0	0
30	0.243693710618572	0	0
31	0.516057269545212	1	1
32	0.916944120861703	1	1
33	0.157369034156774	0	0
34	0.333252072331992	0	0
35	0.705710270820688	1	1
36	0.557601592129222	1	1

The final result of implementation of our iterative procedure is

$$I_1 = [0.672604526057511, 0.672604526072895].$$

As you can see

$diam(I_1) = 1.53835832961136e-011 > \varepsilon = 1e-15$,

that's why in our example $M = 1$.

Now if we choose any $x_1 \in I_1$ we can restore a bit sequence using chaotic mapping (3) and rule (6). For example if $x_1 = 0.67260452606$ then slopping tent mapping (3) give us chaotic sequence shown on Fig. 6.

We know value of λ and according to rule (6) can restore all members of target sequence as it is shown in Table 1.

CONCLUSION

Approach proposed can be used for coding and data compression as well. We can increase the amount of encoded elements for bit sequence with few "ones" or "zeros" in it, because reduction of total coefficient of contraction takes place in such case. Obviously that critical factor of the algorithm is accuracy of software and hardware. It depends on sensitivity to initial conditions of chaotic mapping.

REFERENCES

1. R. Kempf, J. Adamy, "Regularity and chaos in recurrent fuzzy systems", Fuzzy Sets and Systems, vol. 140, 2003, pp. 259-284.
2. T.Y. Li, J.A. Yorke, "Period three implies chaos", Amer. Math. Monthly, vol. 82, 1975, pp. 985-992.
3. P.E. Kloeden, "Cycles and chaos in higher dimensional difference equations", Proceedings of the 9th Internat. Conf. Nonlinear Oscillations, Vol.2, Kiev, Naukova Dumka, 1984, pp. 184-187.
4. P.E. Kloeden, "Chaotic iterations of fuzzy sets", Fuzzy Sets and Systems, vol. 42, 1991, pp. 37-42.
5. A. Sokolov, M. Wagenknecht, "Investigation of chaotic behavior of fuzzy Takagi-Sugeno models with regard to simulation and control of technological processes", Scientific Report, Univ. of Zittau/Goerlitz, IPM, 2003.

Надійшла 26.03.04

В даній роботі ми досліджуємо динамічні системи, що представлені рекурентними базами правил Такагі-Сугено, які широко використовуються для багатьох застосувань. Головне запитання, на яке необхідно відповісти, - в яких умовах рекурентна база правил може реконструювати хаотичні бітові послідовності. Ми використовуємо для досягнення цієї мети так зване "зворотне хаотичне відображення".

В данной работе мы исследуем динамические системы, которые представлены рекуррентными базами правил Такаги-Сугено, широко использующимися во многих применениях. Основной вопрос, на который необходимо ответить, - в каких условиях рекуррентная база правил может реконструировать хаотические последовательности бит. Мы используем для достижения этой цели так называемое "обратное интервальное отображение".

УДК 519.71

В.В. Бескоровайный

СИНТЕЗ ТОПОЛОГИИ ТЕРРИТОРИАЛЬНО РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ С КОЛЬЦЕВЫМИ СТРУКТУРАМИ

Рассматривается задача синтеза топологии территориально распределенных систем в классе кольцевых (радиально-кольцевых) структур с расширенным набором оптимизируемых параметров и ограничений. Предложены математическая модель и метод решения задачи. Приведены оценки временной сложности и точности предложенного метода.

ВВЕДЕНИЕ

Задача оптимизации топологии является одной из основных при синтезе территориально распределенных объектов [1]. Существует множество систем, принципы построения и особенности технологий функционирования которых предполагают их построение по кольцевым схемам. Учет ограничений на производительность центра, пропускные способности связей, длины кольца и т.д. в задачах синтеза кольцевых структур на практике приводит к формированию сетей кольцевых подструктур с единым центром. При этом в предельном случае образуется радиально-кольцевая структура с количеством кольцевых подструктур равным количеству элементов системы. Типичным примером могут служить топологические структуры специализированных компьютерных сетей, транспортных систем для развозки почты, товаров, доставки билетов [2].

Постановки задач структурного синтеза подобных систем имеют много общего с постановками задачи коммивояжера (ЗК) [3]. Вместе с тем, они включают специфические факторы, не позволяющие напрямую использовать методы решения задач синтеза кольцевых структур: учет трафика между элементами; выбор места расположения центрального узла; определение количества подструктур; разбиение множества элементов на подструктуры; учет ограничений по каждой из подструктур.

Для решения задач, сводимых к ЗК, известно множество точных и приближенных методов [4, 5]. Они зачастую неприменимы для решения задач структурного синтеза с учетом перечисленных факторов.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задачу синтеза топологии территориально распределенных систем (ТРС) с кольцевыми структурами будем рассматривать в следующей постановке. Заданы: множество рассредоточенных по территории элементов системы $E1 = \{el_i\}, i = \overline{1, n_E}$, их характеристики (матрица весов, отражающая расстояния, стоимости или время реализации связей $V = [v_{ij}], i,j = \overline{1, n_E + 1}$, матрица корреспонденций $W = [w_{ij}], i,j = \overline{1, n_E + 1}$, где $n_E + 1$ - номер пункта, в котором предполагается расположение центра), типы узлов и связей, на базе которых синтезируется система, и их характеристики (стоимости, мощности или емкости), места возможного размещения ее центра $G = \{g_k\}, k = \overline{1, n_C}$ и основные положения технологии ее функционирования.

Необходимо определить: место размещения центра, количество кольцевых подструктур (центральных узлов n_U) и схему связей элементов в каждом из колец. При этом должны экстремизироваться выбранные критерии эффективности и выполняться структурно-функциональные ограничения.

В качестве критериев чаще всего используют показатели затрат на создание и (или) эксплуатацию системы, реже - показатели ее оперативности или живучести. В качестве ограничений обычно выступают длина, время прохождения или вес каждого кольца. Каждое из колец радиально-кольцевой структуры имеет одинаковые значения основных детерминированных показателей живучести: реберной, вершинной, смешанной связности; среднее количество пар вершин, остающихся связными при одновременном повреждении q ребер или элементов.

В качестве показателя оперативности системы предлагается использовать оценку времени обслуживания запросов элементов в кольце τ. В зависимости от конкретной постановки задачи в качестве оценки можно использовать максимальное $\tau = \max\limits_{1 \le 1 \le n_U} \tau_1$ или средневзвешенное значение времени $\tau = \sum\limits_{l=1}^{n_U} \tau_1 \cdot w_1$, где τ_1 - максимальное время обслуживания запросов элементов l-го кольца (подструктуры); n_U - количество колец; w_1, $l = \overline{1, n_U}$ -удельный вес l-го кольца.

С учетом этого задачу можно представить следующим образом. Найти минимум функции $F_k(n_U, R) \to \min\limits_{k, n_U, R}$, где

$$F_k(n_U, R) = v_k(n_U) + \sum_{l=1}^{n_E} v_1 + \sum_{i=1}^{n_E+1} \sum_{j=1}^{n_E+1} c_{ij} \cdot r_{ij} \to \min_{r_{ij}}, \quad (1)$$

при ограничениях

$$\sum_{i=1}^{n_E+1} r_{ij} = 1, j = \overline{1, n_E}, \quad \sum_{j=1}^{n_E+1} r_{ij} = 1, i = \overline{1, n_E}, \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^{n_E} r_{i, n_E+1} = \sum_{j=1}^{n_E} r_{n_E+1, j} = n_U, \quad (3)$$

$$u_i - u_j + n_E \cdot r_{ij} \le n_E - 1, i,j = \overline{2, n_E + 1}, i \ne j, \quad (4)$$

где $F_k(n_U, R)$ - вес лучшего варианта структуры, содержащей n_U подструктур с центром, расположенным в пункте k;

$v_k(n_U)$ - вес центра, расположенного в пункте k, как функция от количества подструктур n_U. Будем считать $v_k(n_U) = v_k^0 + v_U \cdot n_U$, где v_k^0 - вес центра; v_U - вес узла подструктуры (обслуживающего устройства); v_{ij} - вес связи элементов i и j; $r_{ij} = 1$, если между элементами (пунктами) i и j существует непосредственная связь, $r_{ij} = 0$, в противном случае; u_i - вспомогательные переменные, $u_i \ge 0, i = \overline{1, n_E + 1}$.

Ограничения (2) обеспечивают связь каждого из пунктов, в которых расположены элементы системы только с двумя другими пунктами. Ограничение (3) отражает требование начала и завершения цепочек каждой из подструктур в центре (пункте $n_E + 1$). Ограничения (4) обеспечивают замкнутость цепочек связей.

При решении задач реинжиниринга ТРС с радиально-кольцевой структурой, связанных с увеличением количества или весов ее элементов, изменением трафиков, характеристик используемых узлов, следует внести соответствующие изменения в (1) - (4), касающиеся размерности и значений элементов матрицы весов $v = [v_{ij}]$, весов узлов и центра.

МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

Задача синтеза однокольцевой структуры (без ограничений) может быть сведена к одной из модификаций ЗК - Гамильтоновой задаче размещения. Задано n_E пунктов обслуживания и n_C (не входящих в n_E) пунктов возможного расположения базы коммивояжера. Известны стоимости строительства базы в каждом из пунктов, стоимости переезда между каждой парой из $n_E + n_C$ пунктов. Коммивояжер, начиная и заканчивая маршрут на базе, должен объезжать все n_E пунктов. Необходимо выбрать место строительства базы так, чтобы суммарная стоимость строительства и маршрута коммивояжера были бы минимальными. Ее решение может быть получено путем n_C - кратного решения ЗК.

Задача синтеза топологии систем с радиально-кольцевыми структурами и учетом ограничений включает в себя в качестве подзадачи задачу синтеза кольцевой структуры, которая может быть сведена к ЗК. Решаемая задача при фиксированном месте расположения центра может рассматриваться как одна из модификаций ЗК - задача неопределенного количества коммивояжеров. Для фиксированного места расположения центра и заданного

количества подструктур (в зависимости от вида и детализации ограничений) сформулированная задача может рассматриваться, например, как задача p коммивояжеров с центральной базой или задача не более p коммивояжеров с учетом стоимости аренды транспортных средств [3].

Решение исходной задачи предлагается получать путем циклического, n_C - кратного (для различных мест размещения центра) решения задачи неопределенного количества коммивояжеров с выбором наилучшего варианта. Количество кольцевых подструктур n_U в зависимости от конкретных значений параметров и ограничений может изменяться от 1 до n_E.

При определении стратегии поиска оптимального количества подструктур будем учитывать, что увеличение количества колец в радиально-кольцевой структуре, как правило, увеличивает (по крайней мере, не уменьшает) суммарный вес связей и снижает загрузку используемых центральных узлов, увеличивая общие затраты на их приобретение и эксплуатацию. Таким образом, увеличение количества подструктур увеличивает затраты на создание и эксплуатацию системы. При решении задачи необходимо определить минимальное количество колец n_U, обеспечивающих выполнение ограничений.

С учетом этого схема предлагаемого метода решения задачи может быть представлена следующим образом. Выбрать место размещения центра $g_k \in G$. Для выбранного расположения центра определить минимальное количество узлов n_U, обеспечивающих выполнение важнейших структурно-функциональных ограничений. С этой целью может быть использовано соотношение между суммарным весом элементов и производительностью узлов [2]. Синтезировать радиально-кольцевую структуру ТРС путем решения задачи $p = n_U$ коммивояжеров с центральной базой. Определить характеристики полученного варианта, проверить выполнение всех ограничений. При необходимости увеличить количество узлов $n_U := (n_U + 1)$. Получить решения для остальных мест размещения центра $g_k \in G$ и выбрать лучший из вариантов.

Решение задачи n_U коммивояжеров с центральной базой в зависимости от имеющихся ресурсов может быть получено двумя способами: путем ее сведения к ЗК и путем формирования $n_U = p$ подмножеств элементов с последующим решением ЗК для каждого из них.

Суть первого способа состоит в разбиении одно-кольцевой структуры на многокольцевую [3]. С этой целью необходимо сначала построить транспортную сеть для одного коммивояжера. Для этого введем с сеть p-1 фиктивный пункт с номерами $n_E + 2, n_E + 3, \ldots, n_E + p$. В отличие от [3] сделаем веса (расстояния) $V' = [v_{ij}']$ в этой сети равными

$$v_{ij}' = v_{ij}, i,j = \overline{1, n_E + 1}, v_{i, n_E + j}' = v_{i, n_E + 1},$$

$$i = 1, n_E + 1, j = 2, p,$$

$$v_{n_E + i, j}' = v_{n_E + 1, j}, i = \overline{2, p}, \; j = \overline{1, n_E + 1},$$

$$v_{n_E + i, n_E + j} = \infty, i,j = \overline{2, p}.$$

После решения ЗК с матрицей весов $V' = [v'_{ij}]$ для получения p маршрутов, объединим все пункты с номерами, большими n_E, в один пункт с номером $n_E + 1$. Этот способ за счет введения фиктивных $p = n_U$ пунктов может значительно увеличить размерность и время решения задачи. К тому же для полученного таким образом варианта структуры могут не выполняться весовые ограничения для подструктур.

Основная трудность второго способа решения задачи $p = n_U$ коммивояжеров с центральной базой заключается в определении оптимального (рационального) разбиения элементов системы на непересекающиеся подмножества. С этой целью предлагается использовать эвристический метод, использующий идею покоординатной оптимизации [2, 6]. Количество подструктур $n_U = p$ равно количеству размещаемых узлов. Пункты размещения узлов играют роль вспомогательных точек (фиктивных узлов), относительно которых формируются подмножества элементов, включаемых в одну подструктуру. Разбиение элементов на подмножества осуществляется по территориальному признаку в рамках $n_U = p$ секторов относительно центра. В качестве критериев отнесения объекта к k-му подмножеству (закрепления за узлом, расположенным в пункте k) могут быть использованы минимумы функций, которые для симметричных матриц весов имеют вид

$$k^0 = \arg\min_{1 \le k \le n_U} \frac{\{v_{ki} + min\{v_{i, n_E + 1}, v_{k, n_E + 1}\}\}}{max\{v_{i, n_E + 1}, v_{k, n_E + 1}\}}, \quad (5)$$

$$k^0 = \arg\min_{1 \le k \le n_U} \{v_{n_E + 1, k} + v_{k, i} + v_{i, n_E + 1}\}. \quad (6)$$

Критерий (5) имеет смысл минимума угла из центра между направлениями на элемент и узел. Его целесообразно применять на полносвязных коммуникационных сетях с евклидовой метрикой. Критерий (6) имеет смысл минимума веса цикла "центр - фиктивный узел - элемент - центр". Он лучше приспособлен для учета топологии существующей транспортной сети.

РЕЗУЛЬТАТЫ

Среди точных методов для решения ЗК выбран метод ветвей и границ, реализованный по известной схеме из [7]. Эта схема позволяет получать точное решение ЗК. Основным ее недостатком является высокая временная и емкостная сложность. Временная сложность решения без ограничений по этой схеме может быть представлена функцией $O[n_E] = n_C \cdot O_0[n_E]$, где $O_0[n_E]$ - временная сложность метода ветвей и границ.

При этом трудоемкость используемой (как и всех известных схем метода ветвей и границ) является экспоненциальной. В процессе реализации метода требуется хранение матриц весов размерностями $n_E \times n_E$, $(n_E-1)\times(n_E-1), (n_E-2)\times(n_E-2)$ и т.д. С учетом этого, емкостная сложность метода может быть представлена функцией $O[n_E] = \sum_{i=0}^{n_E} (n_E - i)^2$.

Для решения задач ЗК большой размерности предлагается использовать метод на основе схемы вставки (включения) [5]. Отличие метода будет состоять в способе формирования кольцевой структуры. Пусть $i_1, i_2, \ldots, i_{n_E}$ - некоторая последовательность элементов структуры. Образуем начальный фрагмент кольцевой структуры, включающий два элемента i_1, i_2, i_l. Элементы $i_l (l = 3, 4, \ldots, n)$ и центр $l = n_E + 1$ включать в такое место $(l\text{-}1)$ - фрагмента структуры, чтобы увеличение веса структуры $v_{il_1} + v_{i_1 j} - v_{ij}$ - по модифицированной матрице весов V' было минимальным.

Временная сложность решения ЗК однопроходным методом вставки $O[n_E^2]$ [5]. С учетом этого временная сложность предлагаемого метода решения задачи без учета ограничений на основе однопроходного алгоритма вставки $O[n_C n_E^2]$, где n_C - количество мест возможного размещения центра. При реализации этого метода предполагается хранение матрицы весов связей и одномерного массива с получаемым вариантом структуры. С учетом этого емкостная сложность метода может быть оценена величиной $O[n_E^2 + n_E]$.

Точность предлагаемого метода решения задачи определяется точностью метода решения ЗК. Для оценки точности метода вставки может быть использована аналитическая функция гарантированного поведения метода $\lambda(n_E) = F'/F^0$ (где F^0 - значение целевой функции точного решения задачи; F' - значение целевой функции решения, полученного используемым методом вставки). Для различных реализаций используемого метода гарантированное поведение $2(1-1/n_E) \le \lambda(n_E) \le 2$. При наличии достаточных временных или вычислительных ресурсов точность метода может быть существенно повышена путем многократной реализации (процедура "мультистарт") однопроходного алгоритма для различных начальных фрагментов структуры i_1, i_2, i_l или применением процедур k-оптимизации [5].

С целью уточнения характеристик предложенных методов производилось их экспериментальное исследование путем решения множества задач с количествами элементов от 5 до 200 (рис.1). Координаты элементов определялись с помощью генераторов случайных чисел в областях прямоугольной формы. Решение производилось по критерию минимума стоимости структуры на ПЭВМ с процессором *Pentium*-200 с последующим усреднением результатов. При этом решались задачи с выбором места размещения центра и с заданным размещением центра. В виду малого (менее 0,001 с для систем с n_E<40) времени решения задачи методом вставки его оценка производилась на основании схемы "мультистарт" по результатам 1000 реализаций.

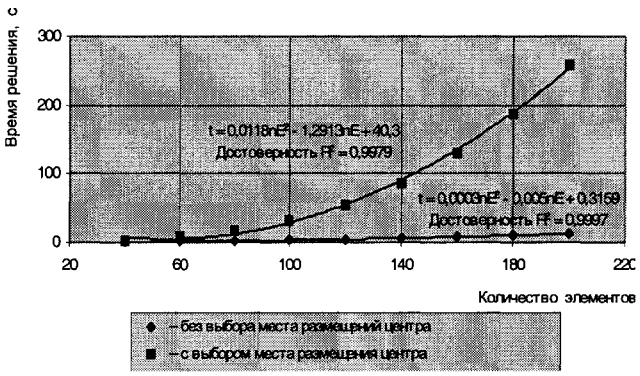


Рисунок 1 - Полиномиальная аппроксимация зависимости $t(n_E)$ для метода, использующего схему вставки

По результатам решения 100 задач среднее значение относительной погрешности метода, использующего схему вставки, составило $\bar{\varepsilon} = 0,0241$, максимальное ее значение $\varepsilon_{max} = 0,1681$. При этом относительная погрешность 84 % решений не превосходила 5 %. Метод имеет полинимиальную временную сложность $O[n_E^2]$ (рис.1). Сложность метода может быть снижена применением эвристики: в качестве потенциальных мест размещения центра рассматривать пункты, имеющие минимальное взвешенное растояние до всех других пунктов.

Предложенные и метод структурно-топологической оптимизации радиально-кольцевых структур были использованы для решения задачи реинжиниринга сети зональных маршрутов маршрутов почтовых перевозок. Их применение позволило получить вариант построения сети перевозок с учетом ограничений по загрузке транспортных средств и продолжительности маршрутов. Полученный вариант позволил сократить затраты по сравнению с вариантом, используемым до реинжиниринга сети.

ВЫВОДЫ

Получила дальнейшее развитие задача синтеза топологии кольцевых структур ТРС путем включения в нее новых оптимизируемых параметров (места размещения центра, количества и состава подструктур) и дополнительных ограничений на состав подструктур. Предложены математическая модель и метод решения задачи, позволяющий свести ее решение к решению итерационной последовательности задач группирования объектов и задач коммивояжера.

щих шагов.

Шаг 1. Инициализация: задать обучающую выборку экземпляров x и набор сопоставленных им значений оцениваемого параметра y.

Шаг 2. На основе экземпляров обучающей выборки сформировать кластеры C^q, q = 1,2,..., Q, где q - текущий номер кластера, Q - количество сформированных кластеров. Для формирования кластеров рационально использовать алгоритм разбиения исходной выборки на обучающую и тестовую [5].

Шаг 3. Разделить экземпляры обучающей выборки на группы, соответствующие каждому кластеру по минимуму расстояния от экземпляра до центра кластера в пространстве признаков.

Шаг 4. Для каждого кластера осуществить сокращение размерности, принадлежащей к нему части исходной выборки (например, путем оценки информативности и исключения малоинформативных признаков, выявления и исключения дублирующихся примеров). Для реализации данного шага целесообразно использовать различные подходы, описанные в [5].

Шаг 5. Для каждого кластера и соответствующей группы экземпляров построить частные модели зависимостей оцениваемого признака на основе одномерной линейной регрессии [3,4]. Проверить частные модели на соответствие критерию точности путем расчета значений оцениваемого признака для экземпляров соответствующих групп.

Шаг 6. Для всех кластеров и соответствующих групп экземпляров, одномерные линейные регрессионные модели, для которых не удовлетворяют критерию точности, построить частные модели зависимостей оцениваемого признака на основе многомерной линейной регрессии [3,4]. Проверить частные модели на соответствие критерию точности путем расчета значений оцениваемого признака для экземпляров соответствующих групп.

Шаг 7. Для всех кластеров и соответствующих групп экземпляров, одномерные и многомерные линейные регрессионные модели, для которых не удовлетворяют критерию точности, построить частные модели зависимостей оцениваемого признака на основе многомерной нелинейной регрессии [3,4]. Проверить частные модели на соответствие критерию точности путем расчета значений оцениваемого признака для экземпляров соответствующих групп.

Шаг 8. Для всех кластеров и соответствующих групп экземпляров, одномерные и многомерные линейные и нелинейные регрессионные модели, для которых не удолетворяют критерию точности, построить частные модели зависимостей оцениваемого признака на основе двух- или трехслойной МНС, обучаемой с помощью градиентных алгоритмов и следящего алгоритма [4,5]. Параметры МНС можно задавать по выбору пользователя либо подбирать в итеративном режиме, меняя количество нейронов в слое и количество слоев. Проверить частные модели на соответствие критерию точности путем расчета значений оцениваемого признака для экземпляров соответствующих групп.

Шаг 9. Если в результате выполнения шагов 1-8, хотя бы для одного кластера критерий точности не удовлетворяется, перейти на шаг 11.

Шаг 10. Представить кластер-регрессионную модель оцениваемого параметра как совокупность полученных частных моделей.

Шаг 11. Останов.

Метод расчета значения оцениваемого параметра на основе построенной обобщенной кластер-регрессионной аппроксимации запишем следующим образом.

Шаг 1. Инициализация: Задать выборку экземпляров $x=\{x^s_j\}$ где s-номер экземпляра (s=1,2,..., S), j - номер признака (j=1,2,..., N), для которых осуществляется оценивание. Задать количество кластеров Q и координаты их центров $C=\{C^q_j\}$, q = 1,2,..., Q, j=1,2,..., N. Для каждого кластера задать тип и параметры частной модели.

Шаг 2. Для каждого экземпляра выборки x определить расстояния от экземпляра до центров всех кластеров.

Шаг 3. Для каждого экземпляра найти q - номер кластера, до центра которого расстояние от экземпляра наименьшее.

Шаг 4. Значение прогнозируемого параметра для каждого s-го экземпляра определить по формуле, соответствующей частной модели q-го кластера.

Шаг 5. Останов.

3 ЭКСПЕРИМЕНТЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ

Для компьютерной обработки выборки данных для рассматриваемой задачи моделирования показателя здоровья детей использовалась библиотека диагностических функций "DiagLab" [5,6], в состав которой входят функции, реализующие обобщенный метод кластер-регрессионной аппроксимации.

Исходная выборка содержала экземпляры, каждый из которых представлял собой набор значений характеристик для соответствующего ребенка. С помощью функции, реализующей алгоритм разбиения исходной выборки на обучающую и тестовую [5], из данной выборки были удалены избыточные примеры и сформирована обучающая выборка, содержавшая 318 экземпляров.

На основе обучающей выборки при помощи библиотеки "DiagLab" была построена модель зависимости показателя здоровья детей от экологических, медико-генетических и социально-бытовых характеристик. Номенклатура используемых признаков, а также их минимальные и максимальные значения приведены в табл.1. Координаты центров сформированных кластеров приведены в табл.2. Частные модели для кластеров были представлены линейными одномерными и многомерными регрессионными моделями. Значения параметров частных моделей для каждого из кластеров, представленные в виде коэффициентов многомерной линейной регрессии, приведены в табл.3.

Таблица 1 - Признаки и оценки их информативности

j	наименование признака	min	max	Ij	решение о значимости признака
1	район (по нарастанию загрязнения)	1.00	3.00	0.5554	+
2	возраст, лет	7.00	10.00	0.1978	+
3	пол (1 - мужской, 2 - женский)	1.00	2.00	0.4986	+
4	рост, см	111.00	160.00	0.0308	-
5	масса, кг	17.00	53.00	0.0099	-
6	окружность грудной клетки в покое, см	53.00	89.00	0.0498	-
7	экскурсия грудной клетки, см	4.00	8.00	0.5067	+
8	уровень физического развития	1.00	5.00	0.5024	+
9	гармоничность физического развития	1.00	3.00	0.1852	+
10	пульс до нагрузки	60.00	170.00	0	-
11	систолическое артериальное давление до нагрузки, мм.рт.ст.	65.00	125.00	0.0580	-
12	диастолическое артериальное давление до нагрузки, мм.рт.ст.	40.00	90.00	0.0994	-
13	пульс после нагрузки	20.00	168.00	0	-
14	систолическое артериальное давление после нагрузки, мм.рт.ст.	11.00	140.00	0	-
15	диастолическое артериальное давление после нагрузки, мм.рт.ст.	40.00	90.00	0.0963	-
16	частота сердечных сокращений	60.00	152.00	0.1985	+
17	число лет проживания ребенка в данном районе	1.00	10.00	0.2847	+
18	посещал ли ребенок дошкольное учреждение (1 - да, 2 -нет)	1.00	2.00	0.2764	+
19	с какого возраста ребенок посещал дошкольное учреждение	1.00	6,00	0	-
20	средняя продолжительность заняти в школе (1 - 3ч., 2 - 4ч.,3- 5ч., 4 - 6ч., 5-более 6ч.)	1.00	5.00	0.1997	+
21	средняя продолжительность подготовки домашних заданий (1 - 1 ч., 2 - 1,5 ч., 3- 2 ч., 4 - 3 ч., 5 - более 3 ч.)	1.00	5.00	0.1020	-
22	сколько времени ребенок проводит ежедневно на улице (0 - не гуляет, 1 - до 1 ч., 2 - 2-3 ч., 3- 3ч. и более)	0	3.00	0.2625	+
23	сколько времени ребенок ежедневоно смотрит телевизор(1 - не смотрит, 2- до 1 ч., 3- до 2 ч., 4 - 3 ч. и более)	1.00	4.00	0.1234	+
24	продолжительность ночного сна ребенка (1 - 6 ч. и менее, 2 - 7-8 ч., 3 - 9-10 ч., 4 - 11-12 ч.)	1.00	4.00	0.0329	-
25	С колько раз употребляет ребенок мясопродукты в день (1-5-7, 2-3-4, 3-1-2, 4-0)	1.00	4.00	0.2881	+
26	С колько раз употребляет ребенок рыбопродукты в день (1-5-7, 2-3-4, 3-1-2, 4-0)	1.00	4.00	0.1391	+
27	С колько раз употребляет ребенок молочные продукты в день(1-5-7, 2-3-4, 3-1-2, 4-0)	1.00	4.00	0.1445	+
28	С колько раз употребляет ребенок овощи и фрукты в день (1 - 5-7, 2 - 3-4, 3 - 1-2, 4-0)	1.00	4.00	0.1854	+
29	занимается ли ребенок спортом (1 - да, 2 - нет)	1.00	2.00	1.0000	+
30	возраст матери при рождении ребенка, лет	16.00	39.00	0.2457	+
31	образование матери на момент родов (1 -высшее, 2 - незаконченное высшее, 3 - среднее специальное, 4- среднее, 5 - начальное)	1.00	5.00	0.3452	+
32	была ли связана работа матери с профессиональными вредностями до рождения ребенка (1 - да, 2 - нет)	1.00	2.00	0.5399	+
33	тип семьи (1 - полная, 2 - неполная)	1.00	2.00	0.3221	+
34	число членов семьи (1 - 2, 2 - 3, 3 - 4, 4 - 5, 5 - 6 и более)	1.00	5.00	0.0589	-
35	количество детей в семье (1-5)	1.00	5.00	0	-
36	протекание беременности (1 - без осложнений, 2 - с осложненинями)	1.00	2.00	0.3003	+
37	кормила ли мать ребенка грудью (1 - нет, 2 - до 4 мес., 3 - более 4 мес.)	1.00	3.00	0.3707	+
38	страдает ли мать хроническими заболеваниями (1 - да, 2 - нет)	1.00	2.00	0.6558	+
39	была ли связана работа отца с профессиональными вредностями до рождения ребенка (1 - да, 2 - нет)	1.00	2.00	0.2817	+
40	страдает ли отец хроническими заболеваниями (1 - да, 2 - нет)	1.00	2.00	0.6217	+
41	курила ли мать в период зачатия и беременности (1 - да, 2 - нет)	1.00	2.00	0.3893	+
42	частота употребления алкоголя отцом (1 - не употребляет, 2 - крайне редкол, 3 - эпизодически, 4 - регулярно)	1.00	4.00	0.2817	+
43	частота употребления алкоголя матерью (1 - не употребляет,2 - крайне редкол, 3 - эпизодически, 4 - регулярно)	1.00	4.00	0.0424	-
44	курит ли отец (1 - да, 2 - нет)	1.00	4.00	0.4331	+
45	курит ли мать (1 - да, 2 - нет)	1.00	2.00	0.2132	+
46	тип жилища (1-собственный дом, 2 - отдельная квартира, 3 - коммунальная квартира, 4 - комната в общежитии, 5 - съемное помещение)	1.00	5.00	0.1354	+
47	число человек, проживающих в жилище	1.00	12.00	0	-
48	Средний доход на 1 члена семьи в месяц, грн.	6.00	2000.0	0.4778	+
y	индекс напряжения, усл. ед.	21.00	3812.0		

Таблица 2 - Координаты центров кластеров

j	q																									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
1	0.6667	0.9167	0.5455	0	0.375	0.1667	0.0769	0.75	0.75	0.45	1	0.387	0.0357	0.1154	1	0.6548	0.75	0.875	0.65	0.5	0.8611	0.0714	0.1	1	0.75
2	0.5139	0.1667	0.5758	0.5	0.9167	0.3761	0.8205	0.5	0.6875	0.2667	0.1667	0.6377	0.3333	0.4872	0.375	0.4365	0.8889	0.5417	0.4667	0.4359	0.8704	0.7143	0.6667	0.0833	1
3	0.0833	0.9167	0.5455	0.5	0.75	0.8205	0.0769	0.8333	0	0.7	1	0.7826	0.7143	0.0769	0.25	0.3095	0.1667	0	0.7	0.6923	0.9444	0.1429	0	0.75	0
4	0.4583	0.3895	0.538	0.4592	0.5459	0.4192	0.5761	0.4354	0.5064	0.351	0.4082	0.472	0.2901	0.3783	0.4515	0.4325	0.6088	0.5434	0.4408	0.4035	0.627	0.4665	0.5429	0.4235	0.4694
5	0.331	0.2968	0.3838	0.3611	0.4167	0.3085	0.4295	0.2346	0.408	0.25	0.2778	0.3297	0.1673	0.25	0.3403	0.2996	0.4861	0.3993	0.2694	0.2714	0.4275	0.3056	0.4167	0.2917	0.375
6	0.3356	0.3264	0.3914	0.3426	0.3611	0.3533	0.3932	0.338	0.4097	0.2889	0.5	0.3056	0.2143	0.312	0.3438	0.3029	0.4537	0.3924	0.3222	0.2821	0.3549	0.2897	0.4222	0.375	0.375
7	0.3229	0.2917	0.3636	0.5	0.5	0.4423	0.6154	0.2083	0.375	0.325	0.375	0.3478	0.5536	0.5769	0.2813	0.3631	0.375	0.2813	0.3	0.3654	0.3194	0.7143	0.5	0.4375	0.625
8	0.2292	0.3125	0.3409	0.0833	0	0.1346	0.1346	0.125	0.1406	0.05	0.125	0.163	0.3571	0.25	0.375	0.2321	0.125	0.125	0.15	0.1154	0.1111	0.1429	0.15	0.25	0.625
9	0.2708	0.0833	0.1364	0.0833	0.125	0.1923	0.2692	0	0.2188	0.15	0.5	0.0652	0.2143	0.2308	0.125	0.1667	0	0.1875	0.25	0.1538	0.1944	0.1429	0.1	0.5	0
10	0.1913	0.2295	0.2364	0.1758	0.2273	0.2245	0.1727	0.2909	0.225	0.2073	0.2545	0.1842	0.2494	0.2399	0.1943	0.2255	0.2106	0.1977	0.2545	0.2517	0.204	0.187	0.2909	0.3	0.2455
11	0.5174	0.4028	0.6667	0.75	0.625	0.5705	0.4808	0.5556	0.5052	0.4417	0.0417	0.5145	0.5238	0.5833	0.4479	0.5357	0.6667	0.5938	0.525	0.5192	0.5741	0.6548	0.45	0.375	0.4167
12	0.4917	0.3917	0.5818	0.6	0.45	0.4821	0.4615	0.4	0.5	0.37	0.05	0.387	0.45	0.5385	0.475	0.4167	0.5	0.6	0.37	0.3769	0.4722	0.5143	0.46	0.425	0.3
13	0.6256	0.6712	0.6523	0.6081	0.6824	0.6771	0.5977	0.6824	0.6258	0.6568	0.7162	0.6016	0.652	0.6705	0.652	0.6213	0.6565	0.663	0.6493	0.6715	0.6539	0.5772	0.6986	0.7872	0.6014
14	0.7626	0.7061	0.8027	0.8579	0.845	0.775	0.7794	0.7739	0.7771	0.6899	0.5543	0.7759	0.7818	0.8229	0.6996	0.7865	0.8514	0.782	0.7566	0.8134	0.755	0.7896	0.7209	0.6512	0.7868
15	0.5292	0.4417	0.6	0.6667	0.5	0.5385	0.5	0.4833	0.575	0.41	0.3	0.4565	0.5429	0.5846	0.5125	0.5024	0.65	0.675	0.39	0.4231	0.5389	0.4714	0.44	0.45	0.4
16	0.3089	0.3161	0.3014	0.2174	0.2772	0.3227	0.3144	0.4183	0.2724	0.4228	0.5543	0.2736	0.4099	0.3152	0.3424	0.3231	0.5034	0.5041	0.4587	0.3085	0.2977	0.2748	0.2435	0.3424	0.2826
17	0.6307	0.6195	0.567	0.6195	0.6301	0.6224	0.5848	0.6078	0.623	0.6054	0.5772	0.6207	0.5471	0.613	0.66	0.6108	0.5843	0.6019	0.5998	0.5967	0.6117	0.6336	0.6336	0.6477	0.6547
18	0.0833	0	0.0909	1	0	0.0256	0.1538	0	0	0	0	0.087	0.0714	0	0.25	0.119	0.1667	1	0.9	0	0.0556	0	0.2	0	1
19	0.1634	0.2011	0.1528	0.1221	0.1078	0.1846	0.1857	0.2011	0.1913	0.181	0.2371	0.1574	0.2155	0.2891	0.1724	0.1907	0.2443	0.1509	0.1552	0.2288	0.1724	0.1293	0.1724	0.1509	0.1293
20	0.375	0.2083	0.4318	0.375	0.25	0.2949	0.6346	0.5833	0.5625	0.4	0.125	0.5	0.5	0.4107	0.3846	0.25	0.369	0.4167	0.4063	0.4	0.5192	0.5	0.4286	0.35	0.1875	0.75
21	0.5417	0.0833	0.7273	0.2917	0.3125	0.5192	0.5769	0.6667	0.375	0.5	0.5	0.5109	0.4821	0.5769	0.4063	0.3333	0.375	0.3125	0.275	0.4808	0.5417	0.4643	0.2	0	0.75
22	0.5972	0.5	0.6061	0.5	0.4167	0.5897	0.7436	0.2778	0.4167	0.6333	0.6667	0.6232	0.6429	0.4103	0.5	0.5079	0.7222	0.4583	0.7	0.4872	0.4074	0.7143	0.8667	0.6667	0.1667
23	0.4444	0.75	0.6061	0.4444	0.9167	0.5726	0.6667	0.5	0.6042	0.4667	0.1667	0.7681	0.6429	0.5641	0.7083	0.5556	0.6111	0.75	0.6	0.641	0.6111	0.619	0.8	0.4167	0.3333
24	0.5694	0.5556	0.5455	0.5556	0.5	0.5641	0.5897	0.3889	0.6042	0.6333	0.5	0.5797	0.5238	0.4359	0.625	0.5476	0.5	0.4167	0.6	0.6154	0.5741	0.5238	0.6	0.6667	0.3333
25	0.1111	0.3056	0.3636	0.5556	0.5833	0.4786	0.1795	0.1111	0.2292	0.2667	0.6667	0.3333	0.4524	0.3333	0.625	0.3413	0.2222	0.1667	0.2333	0.3846	0.4074	0.381	0.4	0.1667	0.5
26	0.5	0.7222	0.6667	0.5556	0.5833	0.6068	0.641	0.6111	0.625	0.4667	1	0.6232	0.6667	0.6667	0.7083	0.6746	0.7778	0.75	0.6667	0.5897	0.6852	0.619	0.6667	0.6667	0.6667
27	0.2361	0.3333	0.5455	0.7222	0.5833	0.5556	0.2564	0.2778	0.3958	0.4333	0.3333	0.5362	0.2381	0.5128	0.5833	0.4603	0.6111	0.2083	0.2	0.4872	0.463	0.5714	0.2667	0.5	0.3333
28	0.0278	0.0556	0.3636	0.0556	0.1667	0.2991	0.0769	0.0556	0.2917	0.1667	0.5	0.2464	0.119	0.3846	0.4167	0.3095	0.1667	0.1667	0.1333	0.2821	0.2222	0.2381	0.2	0.3333	0.1667
29	0.9583	0.9167	0.2727	0.8333	1	0.8718	0.0769	1	0.9375	1	1	0.9565	0.7143	0.8462	0.875	0.2381	1	1	1	1	0.2778	0	1	0.5	1
30	0.3261	0.3261	0.3715	0.1884	0.8261	0.2384	0.2241	0.5	0.2663	0.2652	0.3043	0.2495	0.3075	0.2943	0.4565	0.4048	0.3986	0.4239	0.4391	0.3211	0.3768	0.2919	0.2957	0.2826	0.5652
31	0.4479	0.2083	0.4545	0.625	0.125	0.5321	0.5	0.2917	0.5	0.5	0.125	0.5217	0.4821	0.4423	0.4688	0.4881	0.2083	0.4375	0.225	0.5385	0.375	0.3214	0.5	0.5	0.5
32	0.9583	1	0.1818	0.5	0.75	0.8974	0.8462	0.8333	0.9375	1	1	0.9565	0.2143	0.9231	0.875	0.9286	1	0.75	1	0.9231	0.6667	1	0.8	0.25	1
33	0.2083	0	0.0909	0	0	0.1538	0.1538	0.1667	0.0625	0.9	0	0.087	0.2143	0.9231	0.875	0.2381	0.1667	0.125	0.2	0	0.7222	0.4286	0.6	0.25	1
34	0.2813	0.4792	0.3636	0.3333	0.4375	0.3782	0.4231	0.3333	0.3438	0.175	0.125	0.3587	0.3929	0.1731	0.0938	0.3571	0.3333	0.3125	0.4	0.3654	0.1944	0.4643	0.3	0.375	0.5
35	0.0729	0.0417	0.1818	0.0833	0.1875	0.1026	0.0962	0.1667	0.0938	0.125	0	0.1087	0.1786	0.0385	0.0625	0.1429	0.0833	0.0938	0.125	0.0769	0.0833	0.2143	0.05	0.125	0.25
36	0.0833	0.0833	1	0.1667	1	0.1795	0.0769	0.8333	0.8125	0.3	0	0.1304	0.1429	0.1538	0	0.0714	0	0.125	0.3	0	0.0556	0.5714	0.2	0.75	0
37	0.8333	0.625	0.5455	0.5	0.875	0.5	0.8077	0.6667	0.7188	0.45	0.5	0.413	0.7143	0.7308	0.625	0.5119	0.8333	0.625	0.85	0.5385	0.6111	0.4286	0.8	0.5	0.75
38	0.9583	0.8333	0.2727	0.8333	0.75	0.9744	0.9231	0	0.8125	0.4	0	0.9565	1	1	0	0.9762	1	0.375	1	0	0.8333	0.7143	0.4	0.75	1
39	0.7917	1	0.3636	0.1667	0	0.9487	0.7692	0.1667	0.875	1	1	0.8696	0.8571	0.7692	0.875	0.8095	0.6667	0.875	0.8	0.6923	0.8333	0.8571	0.2	0.75	1
40	0.9167	1	0.6364	0.6667	0	0.9744	0.9231	0.6667	0.9375	0.6	1	0.913	1	0.9231	1	0.9762	0.8333	0.875	0.8	0.3077	0.8889	1	1	0.5	1
41	0.9167	0.9167	0.9091	0.1667	1	0.9231	1	1	0.9375	0.8	1	0.8261	1	1	0.875	0.9524	1	0.875	1	0.9231	1	0.4286	1	0.75	1
42	0.3194	0.5556	0.4848	0.3889	0.4167	0.3846	0.3077	0.5536	0.5208	0.3667	0.1667	0.3623	0.381	0.3846	0.5833	0.3492	0.2222	0.4583	0.3667	0.3077	0.4444	0.381	0.2667	0.5	0.3333
43	0.2778	0.4444	0.2121	0.2778	0.0833	0.2991	0.2051	0.3333	0.4167	0.3667	0.1667	0.3188	0.2857	0.2564	0.2083	0.2619	0.0556	0.2917	0.2333	0.2821	0.3148	0.4286	0.0667	0.5833	0.3333
44	0.2778	0.2778	0.3636	0.5	0.4167	0.7436	0.7436	0.8333	0.6875	0.5	0.1667	0.4783	0.3095	0.5128	0.5417	0.3095	0.3333	0.3333	0.3667	0.4872	0.5	0.8095	0.4	0.8333	0.1667
45	0.9167	1	0.9091	0.8333	1	0.7692	0.8462	1	0.9375	0.1	1	0.2174	0.8571	0.8462	0.875	0.8571	1	0.875	1	0.8462	0.8889	0.2857	0.8	0	1
46	0.3125	0.4167	0.3636	0.5	0.25	0.2756	0.25	0.25	0.4531	0.275	0.25	0.4022	0.4464	0.5	0.5	0.3452	0.2083	0.3438	0.4	0.5385	0.4167	0.25	0.3	0.3125	0.25
47	0.197	0.2955	0.2645	0.2121	0.2955	0.2541	0.2308	0.303	0.2216	0.2364	0.1818	0.3083	0.2597	0.2028	0.1818	0.2338	0.2424	0.2273	0.2545	0.2937	0.202	0.2597	0.2364	0.1818	0.2727
48	0.1203	0.0701	0.0928	0.0551	0.0459	0.0713	0.0632	0.0806	0.0959	0.0594	0.0404	0.0827	0.0697	0.0528	0.0512	0.1057	0.0948	0.0547	0.1083	0.0626	0.0579	0.0389	0.0742	0.0755	0.0364

Таблица 3 - Параметры частных моделей для кластеров

j	q																								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.5711	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.004
1	-0.053	-0.072	-0.0186	0	0	0	0	0	-0.0193	-0.242	0	0.1508	0	0	-0.3963	-0.2341	0	0	0.1917	0.0513	0.001	0	0	0.1287	0
2	-0.0612	0	0	0	0	-0.2479	-0.2945	-0.2682	-0.1766	-0.0146	0	0	0.0861	-0.1117	0	0.2953	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	-0.2672	0.093	0.0358	-0.0107	0.2523	0	0	0.1515	0	-0.0437	-0.1453	-0.1079	0.0806	-0.1121	0.0212	0	0.097	0.2697	0.1708	0	0	0	0
4	0	-0.1303	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.157	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0.2888	0	0	-0.2186	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0.0201	0	0	-0.1785	-0.2079	0	0	0	0.5637	0	0	0	0	0	0	-0.5065	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0.1476	-0.0055	0.1505	0	0	-0.2627	0	0	0.5198	0	0	-0.2433	-0.057	-0.0323	0	0.1096	0	0	0	0	0	0.2435	0	0	0
9	-0.0009	0	-0.017	0	0	-0.1209	0.5623	0	-0.0847	0	0	0	-0.2072	0	0	0.011	0	0	0	0	0.1221	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0.145	0	0	0	0	0	0	0	0.2161	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	0	0.2611	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-0.415	-0.0428	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
15	-0.0558	-0.1825	0	0	0	-0.3967	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
16	0	0.4849	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1.3345	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	0	0	0	0	0	0	-0.1253	0	0	0	-0.7234	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
18	0	0	0	0.1606	0	0	0.0593	0	0	0	0	-0.0291	-0.1726	0	0.0276	0.0429	0	-0.6742	0	0	-0.0668	0	0	0	0
19	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
20	0	0	0	0	0	0.117	0.0692	0	-0.1256	-0.2062	0	0.2367	0	0	0	-0.3453	0	0	0	0	0.1443	0	0	0	0
21	-0.0698	0	0	0	0	0.0574	0	0	0	0	0	0	0.0393	0.1962	0	0.206	0	0	0	0.0572	0	0	0	0	0
22	-0.1251	0	0	0	0	-0.1744	0	0	-0.1724	0	0	0	0	-0.0481	0.2544	-0.2621	0	0	0.2944	0	0.0575	0	0	0	0
23	0.0455	0	0	0	0	-0.232	0	0	0	0	0	0.2393	0	0.0636	0	-0.1091	0	0	0	0	0.0482	-0.0028	0	0	0
24	-0.0567	0	0	0	0	-0.1633	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
25	0	-0.1035	0	0	0	-0.0861	-0.184	0	-0.447	0	0	0	0	0	0	0.3092	-0.3898	0.5333	-0.0309	0	0	0	0	0	0
26	0.0692	0	0	0	0	0.3495	0	0	0	0.2478	0	0	0	0	0	-0.216	0	0	0	0	0	0	0	0	0
27	0	0.0145	0	0	0	0.0062	0	-0.551	0	0	0	0.0163	0	0	0	-0.0657	0	-0.9053	0	0	0.0367	0	0	0	0
28	0	0	0	0	0	0.0956	0	0	0.2178	0	0	-0.0278	0	0	0.0263	0.0427	0	-1.0673	0	0.314	0	0	0	0	0
29	0.054	0.2037	0.2717	0	0.1375	0.2584	0	-1.4016	-0.1621	-0.0101	0	-0.0676	0.0038	-0.0344	0.3211	0.0678	0.3792	0	0.0733	0.418	-0.1362	0	-0.0495	-0.0351	0
30	0.1399	0	0	0	0	0	0	0	0.2436	0	0	0	0	0	0	-1.0288	0	0	0	0.259	0.3205	0	0	0	0
31	0	0	0	0	0	0.0348	0	0	0	0	0	0	0.3212	0	0	0	-0.583	0	-0.3845	0	0	0	0	0	0
32	0.121	0.2851	0	0.0353	0	-0.0177	0	0.9846	0	0.226	0	-0.0217	0.0695	-0.048	0	0.0071	0	0.4276	0	0	0.0793	-0.0059	0.0866	0	0
33	-0.015	-0.0054	-0.0634	0	0	0.1561	-0.1261	0	0	0.0088	0	0.1442	-0.2495	0	0.0007	0.0956	0	0	-0.217	0	0.123	0.0275	-0.0314	0	0
34	0	0	0	0	0	-0.1557	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.7185	0	0	0	0	0	0	0	0	0
35	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
36	0	0.0155	0.1856	0	0	0.0086	0	0	0.1553	-0.1189	0	-0.0037	0.0194	0	0	-0.2214	0	-0.4771	-0.0432	0	0	0.0318	0	0.0531	0
37	0	-0.1779	0	0	0	0.0537	0.091	0.9495	0.3261	0	0	-0.0187	0	0	0	0.0567	0.121	0	0.1206	-0.2874	0.0134	0.0645	0	0	0
38	0	-0.1359	0	-0.0104	0.0094	0.6412	0.5832	0	-0.1002	0.2064	0	0.0824	0.0508	0.5907	0	-0.1253	0	0.0145	0	0	0.0918	-0.0218	0.1106	0	0
39	-0.1004	0	0.0522	0	0	-0.1921	-0.013	0	-0.2633	0	0	-0.1695	0	0.0259	-0.078	0.1509	0.0668	0	0.0986	-0.3852	0.0047	0	0	0	0
40	0.1228	0	0.2397	-0.09	0	-0.1335	0	0.7356	0	0.0011	0	0.1042	0	-0.467	0	0.0852	0	0	-0.2813	-0.1838	0.0255	0	0	-0.0742	0
41	0.0246	-0.0703	-0.0654	0	0	-0.1271	-0.7008	0	0	-0.0824	0	0.0144	0	-0.1098	0	0.2723	0	0	0	0.1051	-0.6114	0.0277	0	0	0
42	0.0356	0	0	0	0	-0.3489	0	0	0	0	0	0	0.074	0.0973	0.2666	0	0	0.4705	-0.263	0	0.077	0	0	0	0
43	-0.1298	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
44	-0.0178	-0.1048	-0.1021	0	0	-0.0656	0.4559	0	0.2022	-0.1315	0	-0.1916	0.2418	0	0	0.2288	0.0909	-0.4799	0.0826	-0.1969	-0.0109	0	0	0	0
45	0	0	-0.0893	0	0	-0.0143	0	0	0.2086	0	0	-0.0396	0	0	0	-0.0405	0	1.0472	0	0	-0.0248	-0.0628	0	0	0
46	0	-0.0349	0	0	0	0	0	0	-0.0938	0	0	-0.2297	0	-0.1415	0	-0.1553	0	0	0	0	0.1183	0	0	0	0
47	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
48	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1.7514

Параметры кластер-регрессионной модели, приведенные в табл.2 и табл.3, могут быть использованы для синтеза многослойной нейронной сети. На основе алгоритма нейросетевой оценки информативности признаков [5] для полученной нейросетевой модели для каждого признака были определены показатели относительной информативности, которые использовались для принятия решений о значимости признаков. Результаты обработки набора признаков представлены в табл.1. Знак "+" показывает, что признак является значимым, "-" - малозначимым.

Полученные результаты свитетельствуют, что наиболее значимыми среди здоровьеформирующих факторов являются факторы, характеризующие медико-генетический статус родителей детей: наличие хронических заболеваний у матери и отца ребенка, наличие у них профессиональных вредностей и вредных привычек. На втором месте по значимости находятся экологические факторы, а на третьем месте - социально-бытовые.

В результате проведенного исследования установлен вклад в формирование здоровья детей города Запорожье как экологических, так и факторов медико-биологического и социального характера, которые способны усиливать эффект неблагоприятного воздействия на состояние здоровья детей экологических факторов. Полученные результаты хорошо согласуются с данными литературы [7-9].

Проведенные эксперименты показали, что обобщенный метод кластер-регрессионной аппроксимации позволяет синтезировать эффективные нейромодели, обеспечивающие достижение требуемой точности и обладаювысокитм уровнем логической прозрачности.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Вельтищев Ю.Е. Экологически детерминированная патология детского возраста // Российский вестник перинатологии и педиатрии, 1996, № 2.-С. 5-12.
2. Бржезовский М.М. Методологические аспекты изучения факторов риска неинфекционных заболеваний у детей // Педиатрия, 1990, № 3.-С. 67-72.
3. Субботін С.О. Алгоритми кластер-регресійної апроксимації та їх нейромережеві інтерпретації //Радіоелектроніка. Інформатика. Управління, 2003, № 1, С. 114-121.
4. Дубровін В.І., Субботін С.О. Методи оптимізації та їх застосування в задачах навчання нейронних мереж: Навчальний посібник.-Запоріжжя: ЗНТУ, 2003.-136 с.
5. Дубровин В.И., Субботин С.А., Богуслаев А.В., Яценко В.К. Интеллектуальные средства диагностики и прогнозирования надежности авиадвигателей: Монография.-Запорожье: ОАО "Мотор-Сич", 2003.- 279 с.
6. Комп'ютерна програма "Бібліотека діагностичних функцій DiagLab": Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 7865 / В.І. Дубровін, С.О. Субботін.-Держ. департамент інтелектуальної власності, Зареєстр. 27.06.2003.
7. Шевырева М.П. К вопросу о влиянии некоторых биологических факторов на здоровье детей // Здравоохранение Российской Федерации, 1992, № 9.-С. 12-14.
8. Дорожнова К.П. Роль социальных и биологических факторов в развитии ребенка.-М.: медицина, 1993.-118 с.
9. Фокиева В. В. Проблемы экологии в педиатрии // Медицинская помощь, 1995, № 1.-С. 12-15.

Надійшла 24.02.04
Після доробки 24.03.04

Розглянуто задачу побудови моделі залежності показника здоров'я дітей м.Запоріжжя від екологічних, медико-генетичних та соціально-побутових факторів. Запропоновано використовувати узагальнений метод кластер-регресійної апроксимації, що дозволяє будувати логічно прозорі нейромоделі у неітеративному режимі. Наведено результати обчислювальних експериментів, що демонструють ефективність запропонованого метода.

The task of a model construction of Zaporozhye children health index from the ecological, biological and social factors is considered. It is offered to use a generalized method of a cluster-regression approximation permitting to build a logically transparent neural models in a uniterated mode. The results of computing experiments demonstrating effectiveness of an offered method are considered.

УДК 658.64

В.А. Лизгин, О.Г. Руденко

ОЦЕНИВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ ТИПА М/М/∞ ПО ПЕРИОДАМ ЗАНЯТОСТИ

Рассмотрена задача оценки интенсивности входящего потока и средней длительности обслуживания в системе массового обслуживания по наблюдениям моментов начала периода занятости для СМО типа $M/M/\infty$. Построены оценки интенсивности входящего потока заявок и средней длительности обслуживания.

ВВЕДЕНИЕ

Системы массового обслуживания являются стандартной математической моделью для описания многих технических, биологических и других систем. В частности, они находят всё более широкое применение при описании сетей связи и сетей ЭВМ как локальных, так и глобальных [1]. Важнейшим элементом всех таких систем являются входящие потоки некоторых событий (заявок, задач и т.д.), которые поступают на обслуживающие приборы, занимая их на некоторое время для своего обслуживания, а затем или покидают систему, или уходят на другой обслуживающий прибор. Если сам поток событий, поступающий в систему массового обслуживания, доступен наблюдению, то задача оценки его характеристик сильно упрощается, хотя и остается достаточно сложной [2]. Однако иногда возникают ситуации, когда прямое наблюдение входящего потока невозможно. Типичным примером таких ситуаций являются физиче-

ские, технические или биологические системы с так называемым "мертвым временем", когда часть событий исходного потока теряется из-за эффекта "мёртвого времени", возникающего в регистрирующих приборах [3].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Пусть имеется СМО с бесконечным числом обслуживающих приборов, на которую поступает пуассоновский поток заявок интенсивности λ. Каждая поступившая заявка обслуживается случайное время θ, распределенное по экспоненциальному закону $p(\theta) = \frac{1}{\theta_0}\exp\left(-\frac{\theta}{\theta_0}\right)$. Параметр θ_0 имеет смысл среднего времени обслуживания какой-то заявки.

Структура периода занятости имеет вид, изображенный на рис.1.

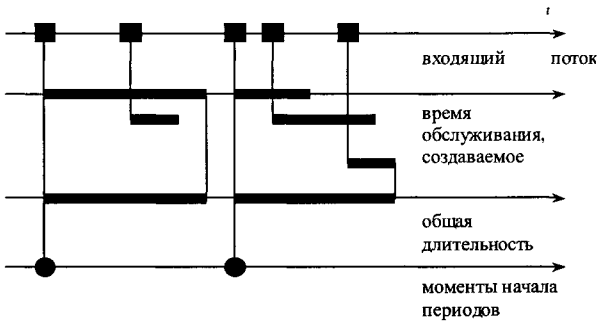


Рисунок 1 - Схема периода занятости

По моментам начала периода занятости надо построить оценки интенсивности входящего потока событий и средней длительности обслуживания заявок на обслуживающем устройстве для этого механизма влияния на период занятости наступивших в течение этого времени событий.

Вычислим несколько начальных моментов длительности периода занятости. Так как исходный поток событий является пуассоновским потоком и длительность обслуживания отдельной заявки распределена по экспоненциальному закону, то процесс продления периода занятости является марковским процессом и должен исследоваться методами теории дискретных марковских процессов с непрерывным временем.

Пусть в некоторый момент времени в системе находится на обслуживании одновременно i заявок исходного потока. Тогда состояние системы обслуживания может быть описано графом переходов дискретной марковской системы с непрерывным временем, который в данном случае имеет вид, изображенный на рис.2. Переход из состояния i в состояние $i+1$ связан с поступлением еще одной заявки из исходного потока. Переход из состояния i в состояние $i-1$, интенсивность которого равна i/θ_0, связан с окончанием обслуживания какой-то из i заявок, находящихся в системе обслуживания. Состояние "0" означает окончание периода занятости.

Обозначим через ξ общую (случайную) длительность периода занятости и найдем вероятностные характеристики этой величины. Через ξ_i (случайную) длительность перехода из состояния i в состояние 0. Период занятости начинается с наступлением первой (регистрируемой в наблюденном потоке) заявки.

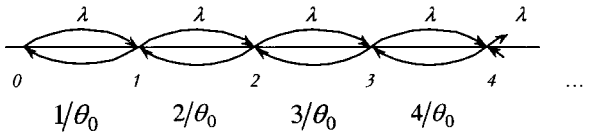


Рисунок 2 - Граф переходов марковской цепи, описывающий процесс создания периода занятости

Пусть $g_i(s) = M\{e^{-s\xi_i}\}$ и в момент времени t система находится в состоянии i. Тогда спустя Δt время система может оказаться в состоянии $i+1$ с вероятностью $\lambda\Delta t$, в состоянии $i-1$ с вероятностью $\frac{i}{\theta_0}\Delta t$ и в состоянии i с вероятностью $1-\lambda\Delta t-\frac{i}{\theta_0}\Delta t$. Используя принятый в теории марковских цепей метод, можно написать

$$g_i(s) = M\{e^{-s\xi_i}\} = \lambda\Delta t M\{e^{-s(\xi_{1+i}+\Delta t)}\}+$$
$$+\left(1-\lambda\Delta t-\frac{i}{\theta_0}\Delta t\right)M\{e^{-s(\xi_i+\Delta t)}\}+\frac{i}{\theta_0}\Delta t M\{e^{-s(\xi_{1-i}+\Delta t)}\}.$$

Так как $e^{-s\Delta t} = 1-s\Delta t+o(\Delta t)$, то получим

$$g_i(s)=\lambda\Delta t M\{e^{-s\xi_{i+1}}\}+\left(1-\lambda\Delta t-\frac{i}{\theta_0}\Delta t-s\Delta t\right)M\{e^{-s\xi_i}\}+$$
$$+\frac{i}{\theta_0}\Delta t M\{e^{-s\xi_{i-1}}\}+o(\Delta t)=\lambda\Delta t g_{i+1}(s)+\frac{i}{\theta_0}\Delta t g_{i+1}(s)+$$
$$+\left(1-\lambda\Delta t-\frac{i}{\theta_0}\Delta t-\Delta t-s\Delta t\right)g_i(s)+o(\Delta t).$$

Сокращая $g_i(s)$, деля на Δt и переходя к пределу $\Delta t\to 0$, получим для $g_i(s)$ систему уравнений в конечных разностях

$$\lambda g_i(s)-\left(\lambda+s+\frac{i}{\theta_0}\right)g_i(s)+\frac{i}{\theta_0}g_{i-1}(s) = 0 \qquad (10)$$

с очевидным граничным условием $g_0(s) = 1$ (так как $\xi_0 = 0$ с вероятностью 1).

Общее решение этой системы не известно. Рассмотрим, поэтому, только некоторые статистические характеристики величин ξ_i. Обозначим $m_k(i)=\frac{1}{k!}M\{\xi_i^k\}$. Тогда $g_i(s)$ можно представить в виде ряда

$$g_i(s) = 1-m_1(i)s+m_2(i)s^2-m_3(i)s^3\pm\ldots. \qquad (11)$$

Запишем уравнение (1) в форме

$$\lambda g_{i+1}(s) - \left(\lambda + \frac{i}{\theta_0}\right) g_i(s) + \frac{i}{\theta_0} g_{i-1}(s) = s g_i(s)$$

и подставим туда разложение (2) для $g_i(s)$. Тогда, приравнивая выражения при одинаковых степенях s, получим систему уравнений, определяющую $m_k(i)$

$$\lambda m_k(i+1) - \left(\lambda + \frac{i}{\theta_0}\right) m_k(i) + \frac{i}{\theta_0} m_k(i-1) = -m_k(i).$$

Деля на λ и вводя параметр $a = \lambda\theta_0$, приведем эту систему к виду

$$m_k(i+1) - \left(\lambda + \frac{i}{a}\right) m_k(i) + \frac{i}{a} m_k(i-1) = -\frac{1}{\lambda} m_k(i) \quad (12)$$

с очевидным граничным условием $m_k(0) = 0$.

Для получения явного вида для $m_k(i)$ рассмотрим решение уравнений типа

$$y(i+1) - \left(1 + \frac{i}{a}\right) y(i) + \frac{i}{a} y(i-1) = -f(i) \quad (13)$$

с граничным условием $y(0) = 0$ и дополнительным требованием, чтобы при $i \to +\infty$ $y(i)$ росла не быстрее, чем полином некоторой степени от i.

Рассмотрим сначала однородное уравнение

$$y(i+1) - \left(1 + \frac{i}{a}\right) y(i) + \frac{i}{a} y(i-1) = 0.$$

Обозначая $\Delta y(i) = y(i+1) - y(i)$, приведем это уравнение к виду

$$\Delta y(i) - \frac{i}{a} \Delta y(i-1) = 0.$$

Отсюда

$$\Delta y(i) = \frac{i}{a} \Delta y(i-1) = \frac{i(i-1)}{a^2} \Delta y(i-2) = \ldots = \frac{i!}{a^i} \Delta y(0).$$

Представляя уравнение (4) в виде

$$\Delta y(i) = \frac{i}{a} \Delta y(i-1) = \frac{i(i-1)}{a^2} \Delta y(i-2) = \ldots = \frac{i!}{a^i} \Delta y(0),$$

будем искать его решение в виде $\Delta y(i) = C(i) \cdot \frac{i!}{a^i}$.

Тогда, подставляя это решение в (4), получим

$$C(i) - C(i-1) = -\frac{a^i}{i!} f(i).$$

Отсюда

$$C(i) = C(0) - \sum_{s=0}^{i} \frac{a^s}{s!} f(s).$$

Возвращаясь к $\Delta y(i)$, получим

$$\Delta y(i) = C(0)\frac{i!}{a^i} - \frac{i!}{a^i} \sum_{s=0}^{i} \frac{a^s}{s!} f(s),$$

а так как $\Delta y(i) = y(i+1) - y(i)$, то для $y(i)$ получим

$$y(i) = y(0) + C(0) \sum_{k=0}^{i-1} \frac{k!}{a^k} - \sum_{k=0}^{i-1} \frac{k!}{a^k} \sum_{s=0}^{i} \frac{a^s}{s!} f(s),$$

причем два последних слагаемых считаются равными нулю при $i = 0$.

Так как $y(0) = 0$, то

$$y(i) = \sum_{k=0}^{i-1} \frac{k!}{a^k} \cdot \left[C(0) - \sum_{s=0}^{i} \frac{a^s}{s!} f(s)\right].$$

Для того чтобы при $i \to \infty$ $y(i)$ не росла слишком быстро, нужно, чтобы

$$C(0) - \sum_{s=0}^{k} \frac{a^s}{s!} f(s) \xrightarrow[k \to \infty]{} 0.$$

Отсюда получаем, что

$$C(0) = \sum_{s=0}^{\infty} \frac{a^s}{s!} f(s).$$

Поэтому окончательно

$$y(i) = \sum_{k=0}^{i-1} \frac{k!}{a^k} \sum_{s=k+1}^{\infty} \frac{a^s}{s!} f(s).$$

В частности $y(1) = \sum_{s=1}^{\infty} \frac{a^s}{s!} f(s)$.

Вернемся к уравнениям, определяющим $m_k(i)$. Уравнение для $m_1(i)$ имеет вид

$$m_1(i+1) - \left(1 + \frac{i}{a}\right) m_1(i) + \frac{i}{a} m_1(i-1) = -\frac{1}{\lambda},$$

что совпадает с уравнением вида (4) с $f(i) = \frac{1}{\lambda}$. Отсюда

$$m_1(i) = \frac{1}{\lambda} \sum_{k=0}^{i-1} \frac{k!}{a^k} \sum_{s=k+1}^{\infty} \frac{a^s}{s!}.$$

Из этого мы получаем явное выражение для математического ожидания общей длительности периода занятости ξ

$$M\{\xi\} = m_i(1) = \frac{1}{\lambda} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{a^s}{s!} = \frac{1}{\lambda}(e^a - 1).$$

Уравнение для $m_2(i)$ имеет вид

$$m_2(i+1) - \left(1 + \frac{i}{a}\right) m_2(i) + \frac{i}{a} m_2(i-1) = -\frac{1}{\lambda} m_1(i),$$

что совпадает с уравнением вида (4) с $f(i) = \frac{1}{\lambda} m_1(i)$.

Отсюда

$$m_2(i) = \frac{1}{2} M\{\xi_i^2\} = \frac{1}{\lambda^2} \sum_{k=0}^{i-1} \frac{k!}{a^k} \sum_{s=k+1}^{\infty} \frac{a^s}{s!} \left(\sum_{l=0}^{s-1} \frac{l!}{a^l} \sum_{p=l+1}^{\infty} \frac{a^p}{p!} \right).$$

Полагая $i = 1$, получим

$$\frac{1}{2}M\{\xi^2\} = m_2(1) = \frac{1}{\lambda^2}\sum_{s=1}^{\infty}\frac{a^s}{s!}\sum_{l=0}^{s-1}\frac{l!}{a^l}\sum_{p=l+1}^{\infty}\frac{a^p}{p!}.$$

Окончательные результаты следующие

$$m_2(1) = \frac{1}{2}M\{\xi_i^2\} = \frac{1}{\lambda^2}ae^a\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a^k}{k!k}.$$

Аналогичным образом можно получить явные выражения для $m_3(i)$, $m_4(i)$ и $m_3(1)$, $m_4(1)$. Они имеют вид

$$m_3(1) = \frac{1}{3!}M\{\xi^3\} = \frac{a^2e^a}{\lambda^3}\left[\left(\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a^k}{k!k}\right)^2 + \sum_{k=1}^{\infty}\frac{a^k}{k!k^2}\right],$$

$$m_4(1) = \frac{1}{4!}M\{\xi^4\} =$$

$$= \frac{a^3e^a}{\lambda^4}\left[\left(\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a^k}{k!k}\right)^3 + 2\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a^k}{k!k}\cdot\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a^k}{k!k^2} + \sum_{k=1}^{\infty}\frac{a^k}{k!k^3}\right].$$

Обозначим через τ интервал времени между событиями в наблюдаемом потоке. Очевидно, что $\tau = \xi + \eta$, где ξ - длительность периода занятости, а η - случайная величина с плотностью вероятностей $p(\eta) = \lambda e^{-\lambda\eta}$ и не зависящая от ξ. Найдем вероятностные характеристики величины τ. Имеем

$$\overline{C_1} = M\{\tau\} = M\{\xi\} + M\{\eta\} = \frac{e^a - 1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda} = \frac{e^a}{\lambda},$$

$$\overline{C_2} = \frac{1}{2!}M\{\tau^2\} =$$

$$= \frac{1}{2!}M\{\xi^2\} + M\{\xi\}M\{\eta\} + \frac{1}{2!}M\{\eta^2\} = \frac{e^a}{\lambda^2}\left(1 + a\sum_{k=1}^{\infty}\frac{a^k}{k!k}\right).$$

Построим теперь оценки параметров λ и θ_0, используя метод моментов. Пусть в наблюдаемом потоке измерены N значений интервалов между началами периодов занятости $\{\tau_1, \tau_1, \ldots, \tau_N\}$. Построим величины $C_k = \frac{1}{k!N}\sum_{i=1}^{N}\tau_i^k$ и будем искать оценки $\hat{a}$ и $\hat{\lambda}$ параметров a и λ из системы уравнений

$$C_1 = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\tau_i = \frac{e^{\hat{a}}}{\hat{\lambda}},$$

$$C_2 = \frac{1}{2N}\sum_{i=1}^{N}\tau_i^2 = \frac{e^{\hat{a}}}{\hat{\lambda}^2}\left(1 + \hat{a}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\hat{a}^k}{k!k}\right).$$

Отсюда легко получить уравнение для оценки $\hat{a}$ параметра a

$$\frac{C_2}{C_1^2} = e^{-\hat{a}}\left(1 + \hat{a}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\hat{a}^k}{k!k}\right) = F(\hat{a}). \qquad (14)$$

При любом отношении $\frac{C_2}{C_1^2}$ это уравнение имеет два корня, и какой из них соответствует действительности, можно сказать только из каких-то дополнительных соображений.

Зная оценку $\hat{a}$, можно найти и оценку $\hat{\lambda}$ интенсивности потока λ, например, из уравнения

$$\hat{\lambda} = \frac{e^{\hat{a}}}{C_1},$$

а в качестве оценки $\hat{\theta}_0$ параметра θ_0 можно взять величину $\hat{\theta}_0 = \frac{\hat{a}}{\hat{\lambda}} = a\hat{C_1}e^{-\hat{a}}$.

Найдем теперь асимптотические (при $N \to \infty$) характеристики предположенных оценок.

Прежде всего отметим, что в силу усиленного закона больших чисел [4] при $N \to \infty$ величины C_k сходятся почти наверное к величинам $\overline{C_k}$. Поэтому при $N \to \infty$ имеет место сходимость [4]

$$\frac{C_2}{C_1^2} \xrightarrow{\text{п.н.}} \frac{\overline{C_2}}{\overline{C_1^2}}.$$

Отсюда следует, что в тех точках, где $F'(a) \neq 0$, оценка $\hat{a}$ сходится почти наверное к корню уравнения

$$F(a) = \frac{\overline{C_2}}{\overline{C_1^2}}.$$

Найдем теперь асимптотические дисперсии оценок $\hat{a}$, $\hat{\lambda}$ и $\hat{\theta_0}$, используя для этого метод линеаризации. Вычисляя ковариации величин C_s и C_k, легко получить, что

$$N \cdot cov(C_s, C_k) =$$

$$= \frac{1}{s!k!}(M\{\tau^{s+k}\} + M\{\tau^s\}\cdot M\{\tau^k\}) = \frac{(s+k)!}{s!k!}\overline{C}_{s+k} - \overline{C}_s\overline{C}_k.$$

В частности

$$N \cdot cov(C_1, C_1) = 2\overline{C_1} - \overline{C_1^2},$$

$$N \cdot cov(C_1, C_2) = 3\overline{C_3} - \overline{C_1}\overline{C_2},$$

$$N \cdot cov(C_2, C_2) = 6\overline{C_4} - \overline{C_2^2}.$$

Рассмотрим теперь уравнение для $F(\hat{a})$. Представляя $\hat{a}$ в виде $\hat{a} = a + \Delta a$ и C_k в виде $C_k = \overline{C_k} + \Delta C_k$, разлагая в ряд по Δa, ΔC_1 и ΔC_2, ограничиваясь первыми членами разложения, получим, что

$$\Delta a \cdot F'(a) = \frac{\Delta C_2}{\overline{C_1^2}} - 2\frac{\overline{C}_2}{\overline{C_1^3}}\Delta C_1,$$

где $F(a) = 1 - 2e^{-a}(1-a)\sum_{k=1}^{\infty} \frac{a^k}{k!k}$. Отсюда

$$\Delta a = \frac{1}{F(a)}\left[\frac{\Delta C_2}{\overline{C}_1^2} - 2\frac{\overline{C}_2}{\overline{C}_1^3}\Delta C_1\right].$$

Теперь можно вычислить асимптотическую дисперсию оценки $\hat{a}$ параметра a

$$N \cdot D\{\hat{a}\} = \frac{1}{[F(a)]^2}\left[\frac{1}{\overline{C}_1^4}N \cdot cov(C_2, C_2) - \right.$$
$$\left. -4\frac{\overline{C}_2}{\overline{C}_1^5}N \cdot cov(C_1, C_2) + 4\frac{\overline{C}_2^2}{\overline{C}_1^6}N \cdot cov(C_1, C_1)\right].$$

Подставляя сюда выражение для ковариаций, получим

$$N \cdot D\{\hat{a}\} = \frac{6\overline{C}_4\overline{C}_1^2 - 12\overline{C}_3\overline{C}_2\overline{C}_1 + 2\overline{C}_2^3 + 2\overline{C}_2^2\overline{C}_1^2}{\overline{C}_1^6[F(a)]^2}.$$

Так как из $\hat{\lambda} = \frac{e^a}{C_1}$ следует, что

$$\Delta\lambda = \frac{e^a}{\overline{C}_1}\left(\Delta a - \frac{\Delta C_1}{\overline{C}_1}\right) =$$
$$= \frac{e^a}{\overline{C}_1}\left(\frac{\Delta C_2}{F(a)\overline{C}_1^2} - \left(\frac{2\overline{C}_2}{F(a)\overline{C}_1} + \frac{1}{\overline{C}_1}\right)\Delta C_1\right),$$

то аналогично предыдущему результату, имеем

$$N{\cdot}D\{\hat{\lambda}\} = \frac{e^{2a}}{\overline{C}_1^2}\left[\frac{6C_4 - \overline{C}_2^2}{\overline{C}_1^4[F(a)]^2} + \left(\frac{2\overline{C}_2}{F(a)\overline{C}_1^3} + \frac{1}{\overline{C}_1}\right)^2(2\overline{C}_2 - \overline{C}_1^2) - \right.$$
$$\left. -2\left(\frac{2\overline{C}_2}{F'(a)\overline{C}_1^3} + \frac{1}{\overline{C}_1}\right) + \frac{3C_3 + -\overline{C}_2\overline{C}_1}{F'(a)\overline{C}_1^2}\right].$$

Наконец, так как $\hat{\theta}_0 = \hat{a}C_1e^{-a}$, то

$$\Delta\theta_0 = ae^{-a}\Delta C_1 + (1-a)e^{-a}\Delta a =$$
$$= e^{-a}\left[\frac{1-a}{F(a)\overline{C}_1^2}\Delta C_2 + \left(a - \frac{2\overline{C}_2}{F(a)\overline{C}_1^3}\right)\Delta C_1\right],$$

и поэтому

$$N{\cdot}D\{\hat{\theta}_0\} = \left[\frac{(1-a)^2(6C_4 - \overline{C}_2^2)}{\overline{C}_1^4[F(a)]^2} + \left(a - \frac{2\overline{C}_2}{F(a)\overline{C}_1^3}\right)^2(2\overline{C}_2 - \overline{C}_1^2) + \right.$$
$$\left. + 2\left(a - \frac{2\overline{C}_2}{F(a)\overline{C}_1^3} - \frac{1}{\overline{C}_1}\right)\frac{(3C_3 + -\overline{C}_2\overline{C}_1)(1-a)}{F(a)\overline{C}_1^2}\right].$$

Аналогично можно найти и асимптотические ковариации оценок $\hat{a}$, $\hat{\lambda}$ и $\hat{\theta}_0$.

Заменяя в выражении для $F(a)$ и в выражении для $\overline{C}_k$ истинное значение параметра a его оценкой $\hat{a}$, можно получить оценки дисперсий $D\{\hat{\lambda}\}$, $D\{\hat{\theta}_0\}$ и $D\{\hat{a}\}$, и затем по обычным для асимптотически нормальных оценок формулам найти доверительные интервалы для λ и θ_0.

ВЫВОДЫ

В данной статье рассмотрена задача оценки интенсивности входящего потока и средней длительности обслуживания в СМО по наблюдениям моментов начала периода занятости для СМО типа $M/M/\infty$. Методами теории массового обслуживания найдены статистические характеристики интервалов между началами периодов занятости, а именно - нескольких начальных моментов. Используя статистики $C_k = \frac{1}{k!}\sum_{i=1}^{n}\tau_i^k$, где τ_i - длительность интервалов между моментами начала периодов занятости, и метод моментов, построены оценки $\hat{\lambda}$ интенсивности λ входящего потока заявок и $\hat{\theta}_0$ средней длительности обслуживания θ_0. Исследованы статистические характеристики этих оценок - показана их сходимость почти наверное, найдены асимптотические дисперсии оценок.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Анисимов В.В., Лебедев Е.А. Стохастические сети обслуживания. Марковские модели. - К.: Либідь, 1992. - 207 с.
2. Герасин С.Н., Дикарев В.А., Лизгин В.А. Идентификация параметров объектов по наблюдению за временами простоя // 7 Международная конференция "Теория и техника передачи, приема и обработки информации". - Харьков-Туапсе. - 2001. - С. 452-453.
3. Глухова Е.В., Терпугов А.Ф. Оценки параметров пуассоновского потока событий при продлевающемся мертвом времени // Радиотехника. - 1995. - №9. - С. 10 -12.
4. Гнеденко Б.В. Курс теории вероятностей. - М.: Наука, 1972. - 287 с.

Надійшла 10.03.04
Після доробки 20.03.04

Розглядається задача оцінювання вхідного потоку та середнього часу обслуговування в системі масового обслуговування по нагляданню моментів початку періоду зайнятості для СМО типа $M/M/\infty$. Побудовані оцінки інтенсивності вхідного потоку замовлень та середнього часу обслуговування.

An estimation problem for an input flow intensity and an average duration of servicing in a system of queues is considered. The estimation is made by virtue of observations of moments of a busy period beginning for the system of queues of kind. Estimations of the input flow intensity and the average duration of servicing is calculated.

УДК 658.512.011.56.681.3

И.Ш. Невлюдов, Е.И. Литвинова, В.В. Усик, О.В. Буйвол

ИНФОРМАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕДМЕТНОЙ ОБЛАСТИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СРЕДСТВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОСНАЩЕНИЯ ПРОИЗВОДСТВА

Автоматизация проектирования технологического оснащения позволяет значительно сократить временные и денежные затраты на технологическую подготовку производства. В статье рассмотрена семантическая модель информационного обеспечения САПР оснастки, которая может быть использована в процессе программной реализации алгоритма проектирования технологического приспособления.

ВВЕДЕНИЕ

Разработка, промышленное производство и эксплуатация сложной наукоемкой продукции в современных условиях требуют применения новых информационных технологий, позволяющих значительно повысить эффективность работы предприятий и организаций, занятых поддержкой жизненного цикла изделий.

В настоящее время в странах с развитым промышленным производством широко используется комплексная системная стратегия повышения эффективности процессов, связанных с промышленной продукцией, получившая название CALS-технологий. Применение этой стратегии позволяет организовать информационную поддержку процессов создания, производства и использования продукта, ускорить его исследование и разработку, сократить издержки производства и эксплуатации изделия, повысить уровень сервиса в процессе его эксплуатации и технического обслуживания [1].

Основой CALS-технологий является единая информационная среда, реализованная в интегрированной автоматизированной системе проектирования, производства и управления промышленным предприятием. Компонентами этой системы являются САПР конструкторско-технологического назначения (CAD/CAM), средствами которых создаются информационные объекты, описывающие свойства реального объекта, его структуру и состав, информацию о производственной и управленческой структуре предприятия, об используемом технологическом и вспомогательном оборудовании и др.

В настоящее время ведутся разработки программных средств, реализующих CALS-технологии. Так, разработан "нейтральный" формат представления данных об изделии в виде информационной модели и методы его реализации, автоматизированные системы последнего поколения имеют средства генерации и обработки информационных объектов, соответствующих стандартам CALS-технологий. Однако актуальной по-прежнему является задача разработки отдельных компонентов математического, программного, информационного и методического обеспечений САПР при минимальных затратах.

Комплексная автоматизация производственных систем предполагает автоматизированное проектирование технологических процессов и средств технологического оснащения производства (станочных приспособлений, режущего и вспомогательного инструмента). Для решения последней задачи можно использовать метод преобразования аналога или метод синтеза.

Метод преобразования аналога целесообразно применять для объектов, имеющих типовую структуру. Однако он не может быть применен для автоматизации проектирования специальных конструкций, широко используемых в промышленности (штампов, пресс-форм и других видов технологической оснастки). Для проектирования объектов, характеризующихся разнообразием функций, иерархичностью структуры, сложностью геометрии, широким диапазоном изменения размеров, низкой степенью универсальности и типизации следует использовать метод синтеза конструкций [2]. Метод обеспечивает алгоритмическое построение приспособлений и инструментов на основе информации об изготавливаемой детали и среде функционирования объекта проектирования.

Для реализации метода необходимо создать информационную модель предметной области САПР технологической оснастки. Исходными данными для системы являются информация об обрабатываемой детали, геометрические размеры и материал заготовки, перечень металлообрабатывающих станков различного назначения (токарных, сверлильных, фрезерных и др.). Результатом работы системы является чертеж спроектированной технологической оснастки, технологический процесс ее изготовления и список станков, которые могут обработать данную заготовку.

По назначению все приспособления делятся на:

- станочные, предназначенные для установки и закрепления деталей в определенном положении относительно рабочих органов станка;
- приспособления для установки и закрепления рабочего сборочно-монтажного инструмента;
- сборочные;
- контрольные.

По степени специализации приспособления делятся на:

- универсальные, предназначенные для групповой обработки различных деталей;
- специализированные - для обработки однотипных деталей путем использования сменных или дополнительных устройств;

- специальные - для выполнения определенной операции обработки конкретной детали;

- универсально-наладочные приспособления (УНП) и универсально-сборочные приспособления (УСП).

Целью статьи является рассмотрение вопросов автоматизации проектирования специализированного станочного приспособления на примере сменных кулачков для базирования и закрепления деталей типа "тело вращения" (рис.1).

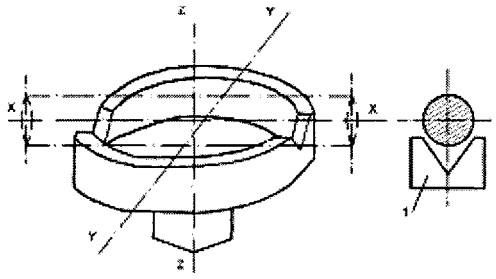


Рисунок 1 - Сменный кулачок для базирования и закрепления деталей типа "тело вращения"

АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ДОСТИЖЕНИЙ В ОБЛАСТИ РАЗРАБОТКИ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ САПР

Развитие современных средств автоматизации подготовки производства тесно связано с созданием и внедрением на практике комплексных средств автоматизации проектирования, включающих в себя методическое, программное, техническое, информационное и организационное обеспечение. В качестве программного обеспечения предлагаются комплексы взаимосвязанных Российских и зарубежных систем трех уровней:

- системы нижнего уровня, предназначенные для автоматизации выпуска документации и программирования 2,5-осевой ЧПУ-обработки "по электронному чертежу";

- системы среднего уровня, позволяющие создавать объемную модель изделия, по которой определяют инерционно-массовые, прочностные характеристики, моделируется работа механизмов и все виды ЧПУ-обработки, контролируется собираемость, по фотореалистичным изображениям отрабатывается внешний вид и выпускается документация;

- системы высшего уровня, дающие возможность конструировать детали с контролем технологичности и учетом особенностей материала, проводить динамический анализ сборки с имитацией сборочных приспособлений и инструмента, спроектировать оснастку с моделированием технологических процессов (штамповки, литья, гибки).

В качестве систем высшего уровня применяются системы EUCLID, CATIA, DUCT-5, EDS Unigraphics.

Комплект систем среднего уровня составляют: Prelude, T-FLEX CAD 3D, DOCs, ГеММа-3D, ТехноПро, SolidWorks, CAMWorks, SurfCAM, Mastercam, Pro/Engineer.

Для оформления документации и программирования станков с ЧПУ на недорогих рабочих местах используется T-FLEX CAD 2D, AutoCAD, КОМПАС, Турбо-Тиграс, СИАП-ТП, ДОКА.

Несмотря на обилие на рынке программных продуктов систем автоматизированного проектирования различного назначения, не всегда с помощью универсальной САПР можно эффективно решить узкопрофильную задачу.

АНАЛИЗ ПРЕДМЕТНОЙ ОБЛАСТИ И _ _О_ТАНОВКА _АДАЧИ И_ _ЛЕДОВАНИЯ

Рассмотрим состав предметной области системы автоматизированного проектирования технологической оснастки.

Данные об обрабатываемой детали описаны в конструкторской документации, представленной во внутреннем формате системы автоматизированного проектирования или в одном из стандартных форматов обмена инф аци й САПР. Из с р тор ой е можно извлечь следующую информацию: шифр детали, ее размеры, применяемый материал, требуемая шероховатость поверхности, параметры графических примитивов.

Геометрические размеры заготовки определяются в процессе проектирования технологического процесса изготовления детали.

В процессе проектирования используется перечень металлообрабатывающих станков различного назначения, каждый из которых характеризуется следующими параметрами: тип станка, система управления, вид обработки, используемые инструмент и приспособления.

Теоретической основой определения структур данных САПР приспособлений служит теория структурной организации данных, главные положения которой наиболее полно изложены в работе [3]. Важным принципом этой теории является указание, что структуры данных выбираются, исходя из их физической природы и естественных взаимосвязей, и не зависят ни от структур хранения данных в ЭВМ, ни от языков программирования.

Выполним моделирование данных с целью формирования концептуальной схемы базы данных. Полученная модель может быть отображена в любую систему баз данных.

Наиболее распространенным средством моделирования данных являются диаграммы "сущность-связь" (ERD), с помощью которых определяются важные для предметной области объекты (сущности), их свойства (атрибуты) и отношения друг с другом (связи) [4]. Полученные диаграммы могут быть использованы для проектирования реляционной базы данных.

Процесс построения модели состоит из четырех этапов.

На первом этапе производится идентификация и определение объектов предметной области, удовлетворяющих следующим требованиям:

- возможность описания объекта (словесно, математически или графически);

- формирование нескольких экземпляров объекта;

- идентификация отдельных экземпляров объекта.

Проанализировав, предметную область, можно выделить следующие объекты: ДЕТАЛЬ, СВОБРПОВДЕТ, МЕТР_ИНФО_КЭ, ТЕХНОЛ_ИНФО_КЭ, КОНСТР_КОНСТ_ПРИСП, СТО, СТАНОК1, СТАНОК2, СТАНОК3, СТАНОК 4.

Объект ДЕТАЛЬ представляет собой информацию о заготовке, которую необходимо обработать для получения заданной детали. Данный объект характеризуется шифром, материалом, параметрами, единицами измерения и значениями параметров. Параметрами детали могут быть длина, ширина, толщина стенок, твердость поверхности, шероховатость поверхности и др.

СВОБРПОВДЕТ - информация о поверхности детали - шероховатость, твердость, вид операции

МЕТР_ИНФО_КЭ (метрическая информация о конструктивном элементе) - описывает геометрические параметры КЭ, предельные отклонения размеров, твердость и шероховатость поверхности

ТЕХНОЛ_ИНФО_КЭ (технологическая информация о конструктивном элементе) - определяет схему базирования КЭ, а также способ их соединения.

КОНСТР_КОНСТ_ПРИСП - конструктивные константы приспособления, описывающий в общем виде конфигурацию проектируемого приспособления. Наличие данного объекта позволяет производить качественный контроль процесса проектирования и, при необходимости, вводить соответствующие поправки

СТАНОК1 - список всех имеющихся металлообрабатывающих станков. СТАНОК2 - перечень станков, которые могут обработать заданную деталь. СТАНОК3 - станки, у которых способ закрепления приспособления, соответствующим конструктивным константам приспособления. СТАНОК 4 - список станков, у которых присоединительный размер в патроне соответствует размеру основания спроектированного средства технологического оснащения

СТО - средство технологического оснащения - описывает проектируемый объект (геометрические параметры спроектированного приспособления, количество одновременно изготавливаемых деталей, шифр по классификатору).

Графическое отображение объекта ДЕТАЛЬ приведено на рис.2.

Рисунок 2 - Объект ДЕТАЛЬ

На втором этапе идентифицируются и определяются основные отношения между объектами, определяемые как ассоциации или связи между ними. На этой стадии моделирования некоторые отношения могут быть неопределенными. В этом случае требуется их определение в дальнейшем.

Результатом выполнения второго этапа является матрица отношений - двумерная таблица, в которой по горизонтали и вертикали указаны объекты. Если между объектами установлено отношение, то на пересечении полей матрицы устанавливаем "плюс". Матрица симметрична относительно главной диагонали и представлена в табл. 1.

На третьем этапе необходимо определить ключевые признаки для каждого объекта, первичные и внешние ключи.

Ключ объекта - один или более признаков, значения которых уникальны. Каждый объект должен иметь как минимум один ключ. Если существует несколько ключей, то тогда один из них становится первичным ключом, а остальные - дополнительными. Объект может иметь любое число дополнительных ключей.

Для объекта ДЕТАЛЬ первичным ключом является шифр детали, который выбирается из соответствующих классификаторов.

Для объекта СВОБРПОВДЕТ - шифр поверхности детали, получаемый по методике, описанной в работе [2].

МЕТР_ИНФО_КЭ и ТЕХНОЛ_ИНФО_КЭ имеют первичным ключом шифр конструктивного элемента.

Для объектов СТАНОК1, СТАНОК2, СТАНОК3, СТАНОК 4 первичным ключом является модель станка.

Объект проектирования СТО характеризуется первичным ключом "шифр".

На рисунке 3 представлена ER-модель предметной области, полученная при выполнении третьего этапа моделирования.

В процессе четвертого, заключительного, этапа производится доопределение атрибутов, входящих в состав объектов. Атрибут должен иметь уникальное имя (простое и значащее). Допускаются сокращения и акронимы. Количество атрибутов в объекте не ограничивается.

Результатом четвертого этапа является ER-модель, разработанная по правилам построения семантической модели. ER-модель построена с помощью программного средства ERwin 4.0.

Таблица 1 - Матрица отношений

	ДЕТАЛЬ	СВОБРПОВДЕТ	МЕТР_ИНФО_КЭ	ТЕХНОЛ_ИНФО_КЭ	КОНСТР_КОНСТ_ПРИСП	СТАНОК1	СТАНОК2	СТАНОК3	СТАНОК 4	СТО
ДЕТАЛЬ		+	+		+	+	+			
СВОБРПОВДЕТ	+			+						
МЕТР_ИНФО_КЭ	+									+
ТЕНОЛ_ИНФО_КЭ		+								+
КОНСТР_КОНСТ_ПРИСП	+						+	+		+
СТАНОК1	+						+	a		
СТАНОК2	+				+	+		+		
СТАНОК3					+		+		+	+
СТАНОК 4								+		+
СТО			+	+	+			+	+	

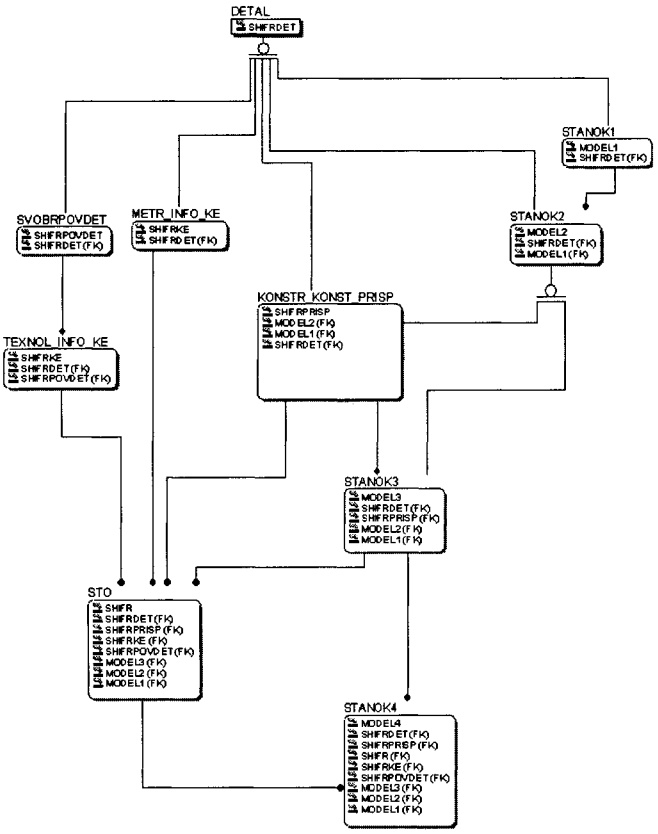


Рисунок 3 - ER-модель по результатам третьего этапа

ОТДЕЛЬНЫЕ ПРОЕКТНЫЕ РЕШЕНИЯ

Укрупненный алгоритм автоматизированного проектирования технологической оснастки приведен ниже.

1. Извлечь из чертежа детали сведения об обрабатываемых поверхностях.
2. Сформировать метрическую информацию о конструктивных элементах.
3. Сформировать перечень станков, которые могут обработать данную деталь.
4. Выделить конструктивные константы технологической оснастки (ТО).
5. Определить технологическую информацию о конструктивных элементах.
6. Сфо_ми_овать список станков со способом зак_епления ТО, соответствующим конструктивным константам.
7. Синтезировать ТО.
8. Сформировать список станков, у которых присоединительный размер в патроне соответствует размеру основания спроектированной ТО.

В соответствии с описанной выше семантической моделью предметной области информация, необходимая для синтеза средства технологического оснащения, собрана во взаимосвязанные таблицы. Для реализации полученной модели необходимо использовать среду визуального программирования и средства разработки баз данных.

Пример программной реализации полученной модели и обобщенного алгоритма автоматизированного проектирования технологической оснастки приведен ниже. Программное средство предназначено для расчета параметров СТО и позволяет выполнять следующие операции:

- ввод исходных данных о заготовке;
- занесение параметров заготовки в соответствующую таблицу;
- расчет геометрических параметров средства технологического оснащения;
- занесение параметров СТО в таблицу;
- отображение исходных данных и результатов расчета в виде соответствующих таблиц;
- отображение чертежа спроектированного средства технологического оснащения.

На рисунке 4 приведена одна из используемых таблиц - таблица деталей, для закрепления которых проектируется приспособление. В нее заносится информация о геометрических размерах заготовки (длина и диаметр), параметры поверхности детали (твердость и шероховатость), а также материал, из которого изготовлена деталь.

Table : D:\Im\Detal.DB

Detal	Dlina	Diametr	Material	Tverdost	Sherohovatost
1	1	1	Bronza	12	14
2	2	2	Stal	11	13
3	78	100	Latun	13	12
4	78	100	Bronza	12	13
5	78	100	Stal	12	14

Рисунок 4 - Таблица деталей

В процессе проектирования используются также таблицы сведений об обрабатываемой поверхности, метрической информации о конструктивных элементах, технологической информации о конструктивных элементах, металлообрабатывающих станков, конструктивных констант приспособления, средств технологического оснащения и др.

Результаты работы программы представлены на рисунке 5.

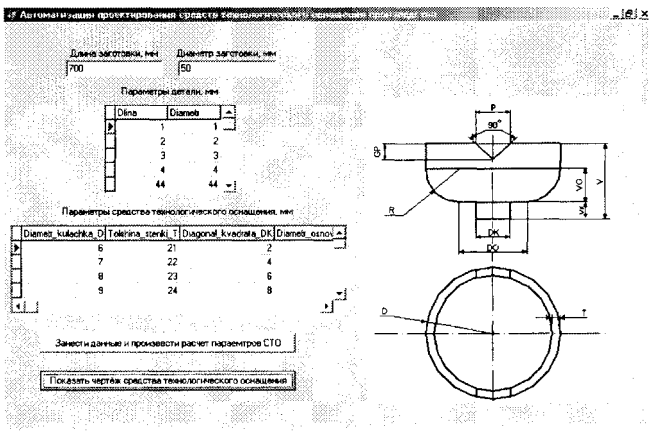


Рисунок 5 - Результат работы программы

ВЫВОДЫ

Проведенный анализ современных инженерно-конструкторских систем автоматизированного проектирования показывает, что на сегодняшний день одним из эффективных способов построения специализированной САПР является модернизация универсальной системы. С целью упрощения задачи, снижения стоимости и сроков выполнения работ целесообразно применять семантическую модель, построенную в соответствии со стандартом IDEF1X.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Альперович Т.А., Барабанов В.В., Давыдов А.Н, Сергеев С.Н., Судов Е. В., Черпаков Б. И. Компьютеризированные интегрированные производства и CALS-технологии в машиностроении. М.: ВИМИ, 1999. 512с.
2. Ракович А.Г. САПР станочных приспособлений. М.: Машиностроение, 1986. 212 с.
3. Бойко В.В., Савинков В.М. Проектирование баз данных информационных систем. М.: Финансы и статистика, 1989. 352 с.
4. Вендров А.М. Один из подходов к выбору средств проектирования баз данных и приложений. "СУБД", 1995,№ 3.

Надійшла 23.03.04

Автоматизація проектування технологічного оснащення дозволяє суттєво скоротити затрати часу та коштів на технологічну підготовку виробництва. В статті розглянуто семантичну модель інформаційного забезпечення САПР оснащення, яка може бути використана в процесі програмної реалізації алгоритму проектування технологічного пристосування.

Automation of designing of technological equipment allows essentially reducing time and explicit costs to technological preparation of manufacture. In the article it is considered semantic model of information support of computer-aided design of equipment that may be used during program realization of designing algorithm of production device.

УДК 519.65

Н.А. Нечипоренко, Н.И. Белая

ОБ ОПТИМАЛЬНОМ ВЫЧИСЛЕНИИ ИНТЕГРАЛОВ ОТ БЫСТРООСЦИЛЛИРУЮЩИХ ФУНКЦИЙ

На основе приближения функций интерполяционным параболическим сплайном строятся алгоритмы вычисления интегралов от быстроосциллирующих функций для двух классов функций. Для приведенных алгоритмов получены оценки погрешности и доказано, что они являются оптимальными по порядку.

ВВЕДЕНИЕ

При решении многих классов задач таких, как статистическая обработка экспериментальных данных, решение краевых задач для уравнений в частных производных, задач цифровой фильтрации и других, возникает необходимость в вычислении интегралов вида

$$I_1(\omega) = \int_a^b f(x)\sin\omega x dx, \qquad (1)$$

$$I_2(\omega) = \int_a^b f(x)\cos\omega x dx, \qquad (2)$$

где f(x) принадлежит некоторому классу F, ω - произвольное вещественное число.

Оптимальные по точности алгоритмы решения задач (1), (2) для некоторых классов функций приводятся в работах [1], [2].

В настоящей работе построены оптимальные по порядку точности алгоритмы решения задач (1), (2) для следующих классов функций:

- $C_{2,L,N}$ - класс определенных на [a, b] функций f(x), которые имеют непрерывные первые и ограниченные по модулю константой L вторые производные и удовлетворяют условию $f(x_i) = y_i$, $i = \overline{1, N}$, где x_i - узлы произвольной сетки $\Delta=\{a=x_1<x_2<\ldots<x_N=b\}$, и y_i - заданные действительные числа;

- $V_{2,L,N}$ - класс функций $f(x)\in C_{2,L,N}$, для которых заданы области выпуклости, то есть для каждого отрезка $[x_i, x_{i+1}]$ известен вид функции: выпуклая вверх, выпуклая вниз или содержит точку перегиба.

КВАДРАТУРНЫЕ ФОРМУЛЫ

Предлагаемые алгоритмы вычисления интегралов (1), (2) основаны на замене подынтегральной функции f(x) интерполяционным параболическим сплайном, который является решением задачи (3)

$$\inf_{f\in F}\sup_{x\in[a,b]}\left|f''(x)\right|. \qquad (3)$$

В случае $F\equiv C_{2,L,N}$ решением задачи (3) является интерполяционный параболический сплайн $S^*(x)$

$$S^*(x) = \begin{cases} y_i + y_i'(x-x_i) + \\ + \dfrac{A_i^{(1)}}{2}(x-x_i), & \text{если} \quad x_i \le x \le \overline{x}_i, \\ y_{i+1} + y_{i+1}'(x-x_{i+1}) + \\ + \dfrac{A_i^{(2)}}{2}(x-x_{i+1}), & \text{если} \quad \overline{x}_i < x \le x_{i+1}, \end{cases}$$

$$A_i^{(1)} = \frac{1}{\Delta x_i}(\Delta y_i' - \frac{\overline{\Delta y_i'}}{t_i}),$$

где $A_i^{(2)} = \frac{1}{\Delta x_i}(\Delta y_i' + \frac{\overline{\Delta y_i'}}{1-t_i}),$ (4)

$$\Delta x_i = x_{i+1} - x_i, \quad \Delta y_i' = y_{i+1}' - y_i'$$

$$\overline{\Delta y_i'} = y_{i+1}' + y_i' - 2\frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}, \qquad \Delta y_{i+1} - y_i,$$

$$t_i = \begin{cases} 0, & \text{если } \overline{\Delta y_i'} = 0, \\ \frac{1}{2}, & \text{если } \overline{\Delta y_i'} \neq 0, \\ & \Delta y_i' = 0, \\ \frac{(1+\Delta_i - \sqrt{1+\Delta_i^2}\, sign\Delta_i)}{2}, & \text{если } \overline{\Delta y_i'} \neq 0, \\ & \Delta y_i' \neq 0, \end{cases}$$

$$\Delta_i = \frac{\overline{\Delta y_i'}}{\Delta y_i'}, \quad \overline{x_i} = (1-t_i)x_i + t_i \cdot x_{i+1}, \quad i = \overline{1, N-1}.$$

Значения производных y_i', $i = \overline{1, N}$, в узлах сетки Δ определяются согласно алгоритму, приведенному в [3].

В случае $F \equiv L_{2,L,N}$ решением задачи (3) является интерполяционный параболический сплайн $P^*(x)$ [4]

$$P^*(x) = \begin{cases} y_i + y_i'(x - x_i) + \\ + \frac{B_i^{(1)}}{2}(x - x_i)^2, & \text{если } x_i \le x \le \overline{x_i}, \\ y_{i+1} + y_{i+1}'(x - x_{i+1}) + \\ + \frac{B_i^{(2)}}{2}(x - x_{i+1})^2, & \text{если } \overline{x_i} \le x \le x_{i+1}, \end{cases}$$

где

а) если функция $f(x)$ на $[x_i, x_{i+1}]$ выпуклая вниз и $y_i' + y_{i+1}' \le 2\frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}$, или функция $f(x)$ на $[x_i, x_{i+1}]$ выпуклая вверх и $y_i' + y_{i+1}' > 2\frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}$, то (5)

$$\overline{x_i} = \frac{1}{\Delta y_i'}[2\Delta y_{i+1}' \cdot x_{i+1} - 2\Delta y_i - x_i(\Delta y_i' + \Delta y_{i+1}')],$$

$$B_i^{(1)} = \frac{(\Delta y_i')^2}{2\Delta x_i(y_{i+1}' - \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i})}, \quad B_i^{(2)} = 0,$$

если $\Delta y_i' \neq 0$, $\overline{x_i} = x_i$, $B_i^{(1)} = B_i^{(2)} = 0$, если $\Delta y_i' = 0$;

б) если функция $f(x)$ на $[x_i, x_{i+1}]$ выпуклая вниз и $y_i' + y_{i+1}' 2\frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}$, или функция $f(x)$ на $[x_i, x_{i+1}]$ выпуклая вверх и $y_i' + y_{i+1}' \le 2\frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}$, то

$$\overline{x_i} = -\frac{1}{\Delta y_i'}[2y_i' \cdot x_i - 2\Delta y_i - x_{i+1}(y_i' + y_{i+1}')],$$

$$B_i^{(2)} = \frac{(\Delta y_i')^2}{2\Delta x_i(y_i' - \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i})}, \quad B_i^{(1)} = 0, \text{ если } \Delta y_i' \neq 0,$$

$$\overline{x_i} = x_{i+1}, \quad B_i^{(1)} = B_i^{(2)} = 0, \text{ если } \Delta y_i' = 0;$$

в) если функция $f(x)$ не является выпуклой на $[x_i, x_{i+1}]$, то

$$B_i^{(1)} = A_i^{(1)}, \qquad B_i^{(2)} = A_i^{(2)}, \tag{6}$$

где $A_i^{(1)}$, $A_i^{(2)}$, $\overline{x_i}$ определяются по приведенным выше формулам (4).

Значения производных y_i', $i = \overline{1, N}$, определяются согласно алгоритму, приведенному в [4].

Пусть

$$\psi(x) = \begin{cases} y_i + y_i'(x - x_i) + \\ + \frac{C_i^{(1)}}{2}(x - x_i)^2, & \text{если } x_i \le x \le \overline{x_i}, \\ y_{i+1} + y_{i+1}'(x - x_{i+1}) + \\ + \frac{C_i^{(2)}}{2}(x - x_{i+1})^2, & \text{если } \overline{x_i} \le x \le x_{i+1}, \end{cases}$$

$x \in [x_i, x_{i+1}]$, $i = \overline{1, N}$,

где x_i - узлы сетки Δ, $y_i = f(x_i)$.

Тогда, учитывая аналитический вид сплайнов $S^*(x)$ и $P^*(x)$, получим $S^*(x) \equiv \psi(x)$, $x \in [x_i, x_{i+1}]$, $1 \le i \le N-1$, если $C_i^{(1)} = A_i^{(1)}$, $C_i^{(2)} = A_i^{(2)}$ и параметры $\overline{x_i}$, y_i', $A_i^{(1)}$, $A_i^{(2)}$ вычисляются по формулам (4) для случая $F \equiv C_{2,L,N}$; $P^*(x) \equiv \psi(x)$, $x \in [x_i, x_{i+1}]$, $1 \le i \le N-1$, если $C_i^{(1)} = B_i^{(1)}$ $C_i^{(2)} = B_i^{(2)}$ и параметры $\overline{x_i}$, y_i', $B_i^{(1)}$, $B_i^{(2)}$ вычисляются по формулам (5)-(7) для случая $F \equiv L_{2,L,N}$;.

Таким образом, вычислив $\int_a^b f(x)\sin\omega x dx$ и $\int_a^b f(x)\cos\omega x dx$ получим формулы R_1 и R_2 приближенного вычисления интегралов I_1 и I_2 соответственно для $f \in C_{2,L,N}$ или $f \in V_{2,L,N}$

$$R_1(\omega) = \int_a^b \psi(x)\sin\omega x dx = \sum_{i=1}^{N-1} R_{1,i}, \tag{7}$$

$$R_{1,i} = (\cos\omega\overline{x_i} - \cos\omega x_i)\cdot(\frac{C_i^{(1)}}{\omega^3} - \frac{y_i}{\omega}) +$$

$$+ (\cos\omega x_{i+1} - \cos\omega\overline{x_i})\cdot(\frac{C_i^{(2)}}{\omega^3} - \frac{y_{i+1}}{\omega}) +$$

$$+ \cos\omega\overline{x_i}\cdot[\frac{y_{i+1}'}{\omega}(\overline{x_i} - x_{i+1}) - \frac{y_i'}{\omega}(\overline{x_i} - x_i) -$$

$$- \frac{C_i^{(1)}}{2\omega}(\overline{x_i} - x_i)^2 + \frac{C_i^{(2)}}{2\omega}(\overline{x_i} - x_{i+1})^2] +$$

$$+\sin\omega\overline{x_i}\left[\frac{C_i^{(1)}}{\omega^2}(\overline{x_i}-x_i)+\frac{C_i^{(2)}}{\omega^2}(\overline{x_i}-x_{i+1})\right]+$$

$$+\frac{y_i'}{\omega^2}(\sin\omega\overline{x_i}-\sin\omega x_i)+\frac{y_{i+1}'}{\omega^2}(\sin\omega x_{i+1}-\sin\omega\overline{x_i});$$

$$R_2(\omega)=\int_a^b\psi(x)\cos\omega x dx=\sum_{i=1}^{N-1}R_{2,i}, \qquad (8)$$

$$R_{2,i}=(\sin\omega\overline{x_i}-\sin\omega x_i)\cdot\left(\frac{y_i}{\omega}-\frac{C_i^{(1)}}{\omega^3}\right)+$$

$$+(\sin\omega x_{i+1}-\sin\omega\overline{x_i})\cdot\left(\frac{y_{i+1}}{\omega}-\frac{C_i^{(2)}}{\omega^3}\right)+$$

$$+\sin\omega\overline{x_i}\cdot\left[\frac{y_i'}{\omega}(\overline{x_i}-x_i)-\frac{y_{i+1}'}{\omega}(\overline{x_i}-x_{i+1})+\right.$$

$$\left.+\frac{C_i^{(1)}}{2\omega}(\overline{x_i}-x_i)^2-\frac{C_i^{(2)}}{2\omega}(\overline{x_i}-x_{i+1})^2\right]+$$

$$+\cos\omega\overline{x_i}\cdot\left[\frac{C_i^{(1)}}{\omega^2}(\overline{x_i}-x_i)-\frac{C_i^{(2)}}{\omega^2}(\overline{x_i}-x_{i+1})\right]+$$

$$+\frac{y_i'}{\omega^2}(\cos\omega\overline{x_i}-\cos\omega x_i)+\frac{y_{i+1}'}{\omega^2}(\cos\omega x_{i+1}-\cos\omega\overline{x_i});$$

где параметры $\overline{x_i}$, y_i', $C_i^{(1)}$, $C_i^{(2)}$ определяются указанным выше способом для каждого из классов $C_{2,L,N}$ или $V_{2,L,N}$.

Отличительной особенностью приведенных алгоритмов вычисления интегралов I_1 и I_2 является тот факт, что они не используют значение априорной константы L, которая, как правило, точно не известна и может быть весьма завышенной.

Теорема 1. Квадратурные формулы (1), (2) являются оптимальными по порядку точности на рассматриваемых классах функций. Погрешность каждой из формул может превосходить минимально возможную на классе не более, чем в два раза (даже в случае точно заданной константы L).

Доказательство этой теоремы непосредственно следует из того, что $S^*(x)\in C_{2,L,N}$ [3] и $P^*(x)\in V_{2,L,N}$ [4].

ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Теорема 2. Пусть $f(x)\in C_{2,L,N}$. Тогда $|R_k(\omega)-I_k(\omega)|\le$

$$\le\frac{L}{4}\sum_{i=1}^{N-1}(\Delta x_i)^3, \quad k=1,2.$$

Доказательство. Для формулы $R_1(\omega)$ имеем

$$\left|\int_a^b(f(x)-S^*(x))\sin\omega x dx\right|\le$$

$$\le\sum_{i=1}^{N-1}\left|f(x)-S^*(x)\right|\cdot|\sin\omega x|dx\le$$

$$\le\sum_{i=1}^{N-1}\max_{x_i\le x\le x_{i+1}}\left|f(x)-S^*(x)\right|\cdot\int_{x_i}^{x_{i+1}}|\sin\omega x|dx\le$$

$$\le\sum_{i=1}^{N-1}\max_{x_i\le x\le x_{i+1}}\left|f(x)-S^*(x)\right|\cdot\Delta x.$$

Учитывая оценку [3] $\left|f(x)-S^*(x)\right|\le\frac{L}{4}(\Delta x_i)^2$, $x\in[x_i,x_{i+1}]$, получим требуемое неравенство.

Такая же оценка, очевидно, справедлива и для формулы $R_2(\omega)$.

Теорема 3. Пусть $f(x)\in V_{2,L,N}$. Тогда $|R_k(\omega)-I_k(\omega)|\le$

$$\le\frac{1}{8}\sum_{i=1}^{N-1}D_i(\Delta x_i)^3, \quad k=1,2,$$

где $D_i=2L$, если функция $f(x)$ имеет на $[x_i, x_{i+1}]$ точку перегиба, и $D_i=L$, если $f(x)$ выпуклая на $[x_i, x_{i+1}]$.

Доказательство этой теоремы аналогично доказательству теоремы 2 с учетом оценки [4]: $\left|f(x)-P^*(x)\right|\le$

$$\le\frac{1}{8}D_i(\Delta x_i)^2, \quad x\in[x_i,x_{i+1}].$$

В ряде случаев могут оказаться полезными следующие оценки погрешности формул (8), (9) для случая $N<<|\omega|\frac{b-a}{\pi}$, что соответствует сильной осцилляции подынтегральной функции.

Теорема 4. Пусть $f(x)\in C_{2,L,N}$. Тогда при $N<<|\omega|\frac{b-a}{\pi}$ справедливо соотношение $|R_1(\omega)-I_1(\omega)|\le\frac{D_N}{\omega^2}|\sin\omega b|+$

$$+\frac{D_1}{\omega^2}|\sin\omega a|+\frac{1}{|\omega|^3}\sum_{i=1}^{N-1}V_i,$$

где $V_i=(L+|A_i^{(1)}|)\cdot|\cos\omega x_{i+1}-\cos\omega x_i|$, если на $[x_i, x_{i+1}]$ нет нулей функции $\sin\omega x$;

$V_i=(L+|A_i^{(1)}|)\cdot(|\cos\omega x_{i1}-\cos\omega x_i|+|\cos\omega x_{i+1}-\cos\omega x_{i1}|)$, если на $[x_i, x_{i+1}]$ имеется только один нуль функции $\sin\omega x$;

$$V_i=2k_iL+2|A_i^{(1)}|-$$

$$-A_i^{(1)}\operatorname{sign}\sin\omega\frac{x_{i1}+x_{i2}}{2}(1+(-1)^{k_i})+$$

$$+(L+|A_i^{(1)}|)\cdot(|\cos\omega x_{i1}-\cos\omega x_i|+$$

$$+|\cos\omega x_{i+1}-\cos\omega x_{ik_i+1}|),$$

если на $[x_i, x_{i+1}]$ имеется k_i+1 нуль функции $\sin\omega x$;

$D_j=\max\left(|y'^{+}(x_j)-y_j'|,|y'^{-}(x_j)-y_j'|\right)$, $j=1,N$,

$y'^{\pm}(x_1)$, $y'^{\pm}(x_N)$ - наибольшее и наименьшее значения производных функций класса $C_{2,L,N}$ [3] в крайних точках сетки Δ; y_i', $A_i^{(1)}$ - параметры сплайна $S^*(x)$, x_{ik}, $k=\overline{1,k_i+1}$, нули функции $\sin\omega x$, принадлежащие отрезку $[x_i, x_{i+1}]$.

Аналогично может быть доказана теорема 5.

Теорема 5. Пусть $f(x)\in C_{2,L,N}$. Тогда при $N<<|\omega|\frac{b-a}{\pi}$ справедливо соотношение

$$|R_2(\omega)-I_2(\omega)| \le \frac{D_N}{\omega^2}|\cos\omega b| + \frac{D_1}{\omega^2}|\cos\omega a| + \frac{1}{|\omega|^3}\sum_{i=1}^{N-1} V_i,$$

где $V_i = (L+|A_i^{(1)}|)\cdot|\sin\omega x_{i+1}-\sin\omega x_i|$, если на $[x_i,x_{i+1}]$ нет нулей функции coswx;

$V_i = (L+|A_i^{(1)}|)\cdot(|\sin\omega x_{i1}-\sin\omega x_i| + |\sin\omega x_{i+1} - \sin\omega x_{i1}|)$, если на $[x_i, x_{i+1}]$ имеется только один нуль функции $\cos\omega x$;

$$V_i = 2k_iL + 2|A_i^{(1)}| - A_i^{(1)}\operatorname{sign}\cos\omega\frac{x_{i1}+x_{i2}}{2}(1+(-1)^{k_i}) + (L+|A_i^{(1)}|)\cdot(|\sin\omega x_{i1}-\sin\omega x_i| + |\sin\omega x_{i+1}-\sin\omega x_{ik_i+1}|),$$

если на $[x_i, x_{i+1}]$ имеется k_i+1 нуль функции $\cos\omega x$;

x_{ik}, $k=\overline{1,k_i+1}$ - нули функции $\cos\omega x$, принадлежащие отрезку $[x_i, x_{i+1}]$;

D_j, $y'^{\pm}(x_1)$, $y'^{\pm}(x_N)$, y_i', $A_i^{(1)}$ определяются так же, как в теореме 4.

Теорема 6. Пусть $f(x)\in L_{2,L,N}$. Тогда при $N<<|\omega|\frac{b-a}{\pi}$ справедливо соотношение $|R_1(\omega)-I_1(\omega)| \le \frac{D_N}{\omega^2}|\sin\omega b| + \frac{D_1}{\omega^2}|\sin\omega a| + \frac{1}{|\omega|^3}\sum_{i=1}^{N-1} W_i$,

где

а) в случае выпуклой на $[x_i, x_{i+1}]$ функции $f(x)$:

$W_i = E_i\cdot|\cos\omega x_{i+1}-\cos\omega x_i|$, если на $[x_i, x_{i+1}]$ нет нулей функции $\sin\omega x$;

$W_i = E_i\cdot|\cos\omega x_{i1}-\cos\omega x_i| + H_i\cdot|\cos\omega x_{i+1}-\cos\omega x_{i1}|$, если на $[x_i, x_{i+1}]$ имеется только один нуль функции $\sin\omega x$;

$$W_i = 2\cdot[\frac{k_i}{2}]\cdot L + 2|A_i| - (-1)^s(L-A_i)\cdot\frac{(1-(-1)^{k_i})}{2}\times \times(\operatorname{sign}\sin\omega\frac{x_{i1}+x_{i2}}{2}+(-1)^s) + E_i\cdot(|\cos\omega x_{i1}-\cos\omega x_i| + H_i\cdot|\cos\omega x_{i+1}-\cos\omega x_{ik_i+1}|,$$

если на $[x_i, x_{i+1}]$ имеется k_i+1 нуль функции $\sin\omega x$;

$$E_i = \frac{(-1)^s}{2}\cdot L\cdot(\operatorname{sign}\sin\omega x_i+(-1)^s) - \frac{(-1)^s}{2}\cdot A_i\cdot(\operatorname{sign}\sin\omega x_i-(-1)^s);$$

$$H_i = \frac{(-1)^s}{2}\cdot L\cdot(\operatorname{sign}\sin\omega x_{i+1}+ +(-1)^s) - \frac{(-1)^s}{2}\cdot(\operatorname{sign}\sin\omega x_{i+1}-(-1)^s);$$

$$A_i = \max_{x_i\le x\le x_{i+1}}|P^{*'''}(x)|;$$

S=0, если функция f(x) выпуклая вверх; S=1, если функция f(x) выпуклая вниз;

[z] - целая часть числа z;

б) если на $[x_i, x_{i+1}]$ функция f(x) имеет точку перегиба, то $W_i = V_i$, V_i определяются согласно теореме 4;

$$D_j = \max\left(|y'^{+}(x_N)-y_j'|, |y'^{-}(x_j)-y_j'|\right), \quad j=\overline{1,N},$$

$y'^{\pm}(x_1)$, $y'^{\pm}(x_N)$ - наибольшее и наименьшее значения производных функций класса $V_{2,L,N}$ [3] в крайних точках сетки Δ;

x_{ik}, $k=\overline{1,k_i+1}$ - нули функции $\sin\omega x$, принадлежащие отрезку $[x_i, x_{i+1}]$.

Аналогично можно получить оценку погрешности формулы (9) приближенного вычисления интеграла $I_2(\omega)$.

Теорема 7. Пусть $f(x)\in V_{2,L,N}$. Тогда для $R_2(\omega)$ при $N<<|\omega|\frac{b-a}{\pi}$ справедливо соотношение $|R_2(\omega)-I_2(\omega)| \le \frac{D_N}{\omega^2}|\cos\omega b| + \frac{D_1}{\omega^2}|\cos\omega a| + \frac{1}{|\omega|^3}\sum_{i=1}^{N-1} W_i$,

где

а) в случае выпуклой на $[x_i, x_{i+1}]$ функции $f(x)$:

$W_i = E_i\cdot|\sin\omega x_{i+1}-\sin\omega x_i|$, если на $[x_i, x_{i+1}]$ нет нулей функции $\cos\omega x$;

$W_i = E_i\cdot|\sin\omega x_{i1}-\sin\omega x_i| + H_i\cdot|\sin\omega x_{i+1}-\sin\omega x_{i1}|$, если на $[x_i, x_{i+1}]$ имеется только один нуль функции $\cos\omega x$;

$$W_i = 2\cdot[\frac{k_i}{2}]\cdot L + 2|A_i| + (-1)^s(L-A_i)\cdot\frac{(1-(-1)^{k_i})}{2}\times \times(\operatorname{sign}\cos\omega\frac{x_{i1}+x_{i2}}{2}+(-1)^s) + E_i\cdot(|\sin\omega x_{i1}-\sin\omega x_i| + H_i\cdot|\sin\omega x_{i+1}-\sin\omega x_{ik_i+1}|,$$

если на $[x_i, x_{i+1}]$ имеется k_i+1 нуль функции $\cos\omega x$;

$$E_i = \frac{(-1)^s}{2}\cdot L\cdot(sign\cos\omega x_i+(-1)^s) - \frac{(-1)^s}{2}\cdot A_i\cdot(sign\cos\omega x_i-(-1)^s);$$

$$H_i = \frac{(-1)^s}{2}\cdot L\cdot(sign\cos\omega x_{i+1}+(-1)^s) - \frac{(-1)^s}{2}\cdot(sign\cos\omega x_{i+1}-(-1)^s);$$

$$A_i = \max_{x_i \le x \le x_{i+1}} \left| P^{*''}(x) \right| ;$$

S=0, если функция f(x) выпуклая вверх; S=1, если функция f(x) выпуклая вниз;

б) если на $[x_i, x_{i+1}]$ функция f(x) имеет точку перегиба, то $W_i = V_i$, V_i определяются согласно теореме 5; D_1, D_N, x_{ik}, $k = \overline{1, k_i + 1}$ определяются так же, как в теореме 6.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение заметим, что алгоритмы построения сплайнов $S^*(x)$ и $P^*(x)$ существенным образом используют значение константы $\inf_{\varphi \in F} \sup_{a \le x \le b} \left| f''(x) \right|$, которая является глобальной характеристикой искомой функции f(x), $x \in [a,b]$. Поэтому эти сплайны могут обеспечить высокую точность восстановления в тех случаях, когда вариация второй производной функций рассматриваемого класса не велика. Если эта вариация является большой, то и фактическая погрешность восстановления сплайнами $S^*(x)$ и $P^*(x)$ может оказаться также большой.

Поэтому при восстановлении таких функций и функционалов от этих функций (по имеющейся априорной информации) необходимо каким-то образом учитывать изменение второй производной. Это в некоторой мере позволяют осуществить локальные параболические сплайны S (x) [5] и P (x) [4].

Алгоритм построения каждого из сплайнов S (x) и P (x) требует для своей реализации незначительных вычислительных затрат и заключается в том, что первоначально оцениваются значения производной интерполирующей функции в узлах сетки и, затем, используя эти оценки, по формулам (4) или (5)-(7) соответственно строится сплайн с наименьшей по модулю второй производной.

В случае $F \equiv C_{2,L,N}$ производные функции f(x) в узлах сетки Δ оценим по формулам

$$y_i' = \alpha_i \frac{\Delta y_{i-1}}{\Delta x_{i-1}} + (1-\alpha)\frac{\Delta y_i}{\Delta x_i},$$

$$\alpha_i = \frac{\Delta x_i}{\Delta x_{i-1} + \Delta x_i}, \quad i = \overline{2, N-1},$$

$$y_1' = 2\frac{\Delta y_1}{\Delta x_1} - y_2', \quad y_N' = 2\frac{\Delta y_{N-1}}{\Delta x_{N-1}} - y_{N-1}'. \qquad (9)$$

В случае $F \equiv V_{2,L,N}$ поступим следующим образом. Прежде всего заметим, что значение первой производной $f'(x_k) = y_k'$, $k = i, i+1$, любой функции $f(x) \in V_{2,L,N}$ согласованы с исходными данными следующим образом.

Для выпуклой вниз на интервале $[x_i, x_{i+1}]$ функции должны выполняться соотношения

$$y_i' < \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}, \quad y_{i+1}' > \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i} \text{ или } y_i' = y_{i+1}' = \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}, \qquad (10)$$

для выпуклой вверх функции

$$y_i' > \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}, \quad y_{i+1}' < \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}, \text{ или } y_i' = y_{i+1}' = \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}. \qquad (11)$$

Оценим значения производных y_i', $i = \overline{1, N}$, по формулам (10) при условии $\alpha_i = \frac{1}{2}$, $i = \overline{2, N-1}$. Если такие оценки производных приводят к нарушениям на некотором интервале $[x_i, x_{i+1}]$, $1 \le i \le N-1$, условий согласованности (11) или (12), то положим

$$y_i' = y_{i+1}' = \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i}.$$

Легко видеть, что такая корректировка значений производных приводит к выполнению условий согласованности на $[x_i, x_{i+1}]$ и не нарушает их на соседних отрезках $[x_{i-1}, x_i]$ или $[x_{i+1}, x_{i+2}]$.

Поскольку сплайны S(x) и P(x) имеют тот же вид, что и $\psi(x)$, то справедливыми будут формулы (8) и (9) вычисления интегралов (1) и (2), в которые необходимо только подставить соответствующие параметры сплайнов S (x) и P (x). При этом останутся в силе также теоремы 4-7, если в условиях этих теорем положить $A_i = \max_{x_i \le x \le x_{i+1}} \left| P''(x) \right|$, а вместо y_i' и $A_i^{(1)}$ использовать соответствующие параметры сплайнов S (x) и P (x).

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Жилейкин Я.М., Кукаркин А.Б. Об оптимальном вычислении интегралов от быстроосциллирующих функций // ЖВМ и МФ. - 1978. - 18, № 2, - С.294-301.
2. Задирака В.К. Теория вычисления преобразования Фурье. - Киев: Наукова думка, 1983. - 216с.
3. Березовский А. И., Нечипоренко Н. А. К оптимальному по точности восстановлению функций и их производных // Вычислительная и прикладная математика. - 1985. - Вып. 56, - С. 57-61.
4. Белая Н.И., Нечипоренко Н.А. О восстановлении монотонной функции с линейными ограничениями на ее значения. - Комп'ютерна математика. Оптимізація обчислень: Зб. наук. праць. НАН України. Ін-т кібернетики ім. В. М. Глушкова. - Київ, 2001, т 1. - С.320-328.
5. Березовский А. И., Нечипоренко Н. А. К восстановлению функций локальными параболическими сплайнами // Оптимизация вычислений и численные методы. - Киев: ИК АН УССР. - 1987. - С. 38-41.

Надійшла 17.02.04
Після доробки 30.03.04

На основі наближення функцій інтерполяційним параболічним сплайном будуються алгоритми обчислення інтегралів від швидкоосцілуючих функцій для двох класів функцій. Для наведених алгоритмів отримані оцінки погрішностей і доведено, що вони є оптимальними за порядком.

Algorithms on the base of approximation functions by parabolic splines are build for calculation of integrals of functions that oscillate quickly. Estimates of errors are received for these algorithms and are proofed that algorithms are optimal by order.

УДК 681.5:65.014.1

А.А. Поздняков, С.Н. Сердюк

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОЛУЧЕНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЛИНГА

Рассмотрена концепция контроллинга, ориентированная на систему учета, и ее основная задача - информационная поддержка принятия решений. Для повышения оперативности получения аналитической информации используют системы поддержки принятия решений (СППР). Проанализированы математические методы технологии интеллектуального анализа данных, применяемые в СППР. Метод эволюционного программирования выбран как наиболее эффективный при интеллектуальном анализе данных.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

В основе современной концепции системного управления организацией - контроллинга, лежит стремление обеспечить успешное функционирование организационной системы в долгосрочной перспективе. Контроллинг переводит управление предприятием на качественно новый уровень, интегрируя, координируя и направляя деятельность различных служб и подразделений предприятия на достижение оперативных и стратегических целей.

Основная цель контроллинга - ориентация управленческого процесса на достижение всех целей, стоящих перед предприятием. Конечная цель любого коммерческого предприятия - получение прибыли, поэтому, контроллинг можно назвать системой управления прибылью. Для достижения поставленных целей контроллинг обеспечивает выполнение следующих основных функций:

- координация управленческой деятельности по достижению целей предприятия;
- информационная и консультационная поддержка принятия управленческих решений;
- создание и обеспечение функционирования общей информационной системы управления предприятием.

В статье рассматривается только функция информационной и консультационной поддержки принятия управленческих решений, выполнение которой является основной задачей концепции контроллинга ориентированной на систему учета. В современных организациях менеджерами недостаточно внимания уделяется учетной информации управленческого характера [1], поэтому, рассмотрение концепции контроллинга ориентированной на систему учета является актуальной задачей. Таким образом, существует проблема принятия решений управленцами в условиях отсутствия необходимой информации.

АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ВОПРОСА

В целом, различают три разновидности концепции контроллинга: ориентация концепции на систему учета; на управленческую информационную систему; на систему управления с акцентом на планирование и контроль. Система контроллинга на предприятии решает все перечисленные задачи, но расстановка акцентов может быть разной в зависимости от требований руководства конкретной организации. Сущность концепции контроллинга ориентированной на систему учета - переориентация системы учета из прошлого в будущее. Основные задачи: создание на базе учетных данных информационной системы поддержки управленческих решений, связанных с планированием и контролем деятельности предприятия. Главным элементом этой концепции контроллинга является управленческий учет - новое научно-практическое направление в управленческой деятельности предоставляющее информацию о затратах предприятия, которая является наиболее важной при принятии решений.

Контрольная и оценочная информация, используемая в управленческом учете организационной деятельности, формируется в несколько этапов:

1. Подготовительный - сбор исходных данных от источников формирования первичных аналитических данных;
2. Вычислительный - процедуры обработки информации, завершающиеся формированием аналитической информации;
3. Потребления - процедуры оценки и контроля за производственной деятельностью структурных подразделений.

Конечная цель методов управленческого учета - получение аналитической информации как основы принятия решений. Для повышения оперативности получения аналитической информации в настоящее время применяют такой класс информационных систем (ИС) как системы поддержки принятия решений (СППР). Архитектура СППР, в основе которой положена современная концепция информационного хранилища данных (ХД, Data Warehouse), рассмотрена в работе [2]. В ХД представлены не первоначальные оперативные данные, а определенным образом обработанная учетная информация. Перед загрузкой в ХД данные, подвергают согласованию, фильтрации, дополняют недостающей общесистемной информацией и агрегируют - все эти процессы формируют первичные аналитические данные на подготовительном этапе получения контрольной и оценочной аналитической информации управленческого учета. На следующем этапе - вычислительном, в СППР применяются математические методы обработки первичных данных формирующих аналитическую информацию управленческого учета. На этапе потребления - управленцами анализируется полученная информация и принимаются управленческие решения.

Так как подготовительный этап и этап потребления рассматривались авторами в работе [2], остановимся на

анализе вычислительного этапа формирования аналитической информации в СППР. Покажем роль СППР в системе контроллинга и применяемые технологии анализа первичных аналитических данных.

СППР В СИСТЕМЕ КОНТРОЛЛИНГА

Непременным компонентом успеха в современном бизнесе стало внедрение интегрированных автоматизированных систем управления предприятием (ИАСУП). Концепция контроллинга на предприятии реализуется только при комплексном, системном внедрении ИАСУП. Следует отметить, что современные ИАСУП являются лишь полноценными системами информирования и не решают проблемы поддержки принятия решений. Так сложилось, что автоматизации на предприятии в первую очередь подвергались процессы, с которыми человек мог справиться вручную, т.е. хорошо формализованные. Проблемы слабо формализованные и неформализованные человек не может решить без дополнительной помощи. Как правило, такие задачи решает управленческий персонал, поэтому, необходимо в состав ИАСУП включать в качестве подсистем: информационные системы менеджмента (ИСМ) и СППР. В контроллинге ИСМ обеспечивают менеджеров первичными аналитическими данными и релевантной информацией в удобной форме. ИСМ является базой при построении СППР.

СППР с информационной точки зрения является стержнем концепции контроллинга, и в то же время своеобразной надстройкой над информационной системой предприятия. Целью СППР является обеспечение методической и информационной поддержкой управленческого персонала при подготовки принятия решений по основным финансово-экономическим вопросам.

К основным финансово-экономическим задачам СППР в концепции контроллинга относятся: анализ состояния бизнеса, прогноз тенденций развития бизнеса, планирование бизнеса и управление его развитием.

Системное решение перечисленных выше задач предполагает наличие серьезной информационной поддержки со стороны СППР.

При формировании ХД ИСМ, как базы СППР, предварительно обследуются интересные внутренние и внешние источники информации, оценивается потенциальный объем и содержание переносимых в ХД сведений, определяются требования к структуризации информации в соответствии с требованиями управленческого персонала и используемой системы управленческого учета. Основными потенциальными пользователями СППР являются среднее и высшее звенья управления, системные аналитики. Особое место в их работе отводится вопросам анализа (экономического состояния организации, подразделений организации, ситуации на рынке предлагаемых товаров или услуг и т.д.), в том числе математической поддержки подготовки принятия управленческих решений. Получение необходимой аналитической информации происходит путем формирования аналитического запроса в ХД. Особо следует отметить, что управленцев и аналитиков интересуют не только и не столько одноаспектные запросы, сколько сложные запросы с несколькими аспектами анализа и множественными связями. Более того, констатация и фиксация фактов, происходивших в прошлом, не является основным видом анализа. Наиболее интересными возможностями аналитических инструментов является прогноз на будущее и наличие механизмов моделирования по схеме "что... если...", а это, в свою очередь, полностью отвечает требованиям концепции контроллинга - "ориентация бизнеса не на прошлое, а на настоящее и будущее"[3,4]. Поэтому, большая часть современных программных продуктов ориентированна именно на эти возможности.

На сегодня сформировалось два направления, две технологии анализа подготовленных аналитических данных ХД:

- оперативная аналитическая обработка (OLAP);
- интеллектуальный анализ данных (ИАД, Data mining).

Вопросы оперативной аналитической обработки данных подробно рассмотрены авторами в работе [2]. Остановимся на рассмотрении современной технологии подготовки аналитической информации - ИАД.

ИАД - это процесс поддержки принятия решений, основанный на поиске в данных скрытых закономерностей (шаблонов информации). При этом накопленные сведения автоматически обобщаются до информации, которая может быть охарактеризована как знания. Принципиальное отличие ИАД от известных методов, используемых в СППР, состоит в переходе от технологии оперативного анализа текущих ситуаций, характерной для OLAP-приложений, к методам, опирающимся на мощный аппарат современной математики.

Отсюда такое обилие методов и алгоритмов, реализованных в действующих информационных системах ИАД в основу которых положены методы прикладной статистики, распознавания образов, методов искусственного интеллекта, нейронных сетей, нечеткой логики, деревьев решений, эволюционного программирования, генетических алгоритмов и др. Множественность и разнообразие задач анализа первичных данных требует использования специфичных математических методов ИАД. В системах интеллектуального анализа данных, как правило, реализован один математический метод. Если необходимо провести анализ несколькими методами, для этого применяют разные программные продукты. Это является главным недостатком внедрения ИАД. Однако, такой технический недостаток не мешает использовать методы ИАД в системе контроллинга предприятия, для повышения информированности управленцев при принятии решений. Большое количество систем ИАД можно разбить на классы в каждом из которых используется какой-то один определенный математический аппарат. Проанализируем классы систем ИАД и их возможности при анализе первичных данных.

КЛАССЫ СИСТЕМ ИАД

Основное положение ИАД - поиск скрытых знаний (hidden knowledge) в сырых данных. Методы ИАД по-

зволяют выявлять пять стандартных типов закономерностей: ассоциация, последовательность, классификация, кластеризация и прогнозирование. Определенные методы и алгоритмы, реализованные в информационных системах ИАД, позволяют выявлять определенные типы закономерностей. В ИАД используется большое число различных методов: статистические пакеты; деревья решений; системы рассуждений на основе аналогичных случаев; нейронные сети; эволюционное программирование; генетические алгоритмы; системы для визуализации многомерных данных [5].

Проанализируем специфику решаемых ими задач, характеризующих эффективность алгоритмов для выявления различных типов закономерностей.

Методы, получившие в последнее время широкое применение в самых разных областях, являются алгоритмы деревьев решений. Эти методы применяются для решения задач классификации. Одним из наиболее важных свойств деревьев решений является представление данных в виде иерархической структуры. Такая структура естественным образом может быть использована для классификации. Алгоритмы деревьев - одни из самых быстрых и эффективно реализуемых в ИАД, поэтому они получили широкое распространение.

Системы рассуждений на основе аналогичных случаев часто еще называют методом "ближайшего соседа" (nearest neighbour). Этот метод применяется при решении задач прогнозирования. Метод находит в прошлом близкие аналогии текущей ситуации и выбирает тот же ответ, который был для него правильным. Обычно прогноз делается на основе нескольких похожих событий, а не одного. Главным недостатком метода считается то, что он вообще не создает каких-либо моделей или правил, обобщающих предыдущий опыт. В выборе решения метод основывается на всех исторических данных, поэтому нельзя сказать на основе каких факторов метод строит свои ответы.

Нейросетевые методы успешно решают многие задачи прогноза, задачи нахождения зависимости одних переменных от других (задачи ассоциации и последовательности), но строимая зависимость не представляется в ясном для понимания человеком виде, в результате чего затруднительно оценить статистическую значимость получаемых в процессе обучения прогностических моделей. Второй недостаток заключается в том, что нейронная сеть - это очень специфическая структура, и она хорошо имитирует, хорошо может выразить только достаточно узкий круг возможных зависимостей. Тем не менее, это очень популярные методы, которые часто неплохо работают и используются во многих прикладных областях.

Название метода генетических алгоритмов подчеркивает его аналогию с процессом эволюции и естественного отбора в природе. Методы достаточно успешно решают задачи классификации и кластеризации. Центральной темой исследований генетических алгоритмов явился принцип устойчивости, приспособляемости. К настоящему времени генетические алгоритмы уже доказали свою устойчивость (нечувствительность к локальным экстремумам) при решении задач функциональной оптимизации в различных областях бизнеса, науки и управления. Эти алгоритмы вычислительно просты и в то же время достаточно мощные. На основе использования методологии кодирования генетический алгоритм может эффективно работать с широким классом функций. Однако генетические алгоритмы имеют недостаток: критерий отбора хромосом и используемые процедуры являются эвристическими и совсем не гарантируют нахождение "лучшего" решения.

В ИАД широко применяются методы математической статистики. Методы статистики применяют при обнаружении числовых зависимостей в данных - задачи классификации и кластеризации. Недостатком статистических методов считается: специальная подготовка пользователей и усредненная характеристика выборки, причем эти усредненные характеристики часто являются фиктивными величинами.

Эволюционное программирование - на сегодня самая молодая и наиболее перспективная ветвь ИАД. Суть метода заключается в том, что гипотезы о виде зависимости целевой переменной от других переменных формулируются системой в виде программ на некотором внутреннем языке программирования. Так как этот язык является универсальным, то в принципе на нем можно выразить любую четко определенную зависимость (любой тип закономерности). Все рассмотренные до этого методы отличались одной присущей им всем слабой стороной - а именно, слабой выразительностью используемого ими языка представления обнаруживаемых знаний и, как следствие, узостью класса зависимостей, которые в принципе могут быть этими методами обнаружены. Например, алгоритмы деревьев решений могут получать только классификационные правила в виде формул исчисления высказываний, включающих элементарные операторы отношений (>, <, =). Линейная регрессия может находить зависимости только в виде линейных формул. Таким образом, практически каждый метод ИАД привязан к некоторому узкому языку представления знаний. Это является существенным ограничением на их использование, поэтому предлагается способ его преодоления - поиск законов и правил не в виде формул некоторого фиксированного декларативного формализма, а в виде алгоритмов и программ, выражающих способ вычисления значения целевой переменной, исходя из значений независимых переменных. Идея использования эволюции программ оказалась весьма плодотворной и позволила кардинально снизить время, требуемое для поиска алгоритма, по сравнению с требуемым для простого перебора возможных решений. Лежащей в основе метода идее он и обязан своим названием. Процесс построения программ строится как эволюция в мире программ, и этим метод немного похож на генетические алгоритмы. Когда система находит программу, достаточно точно выражающую искомую зависимость, она начинает вносить в нее небольшие модификации и отбирает среди построенных таким образом дочерних программ повышающие точность. Таким образом, система наряду со случайным перебором одновременно выращи-

вает несколько эволюционирующих линий программ, которые конкурируют между собой в точности выражения искомой зависимости.

Из проведенного анализа существующих методов ИАД можно сделать вывод, что наиболее подходящим методом при анализе данных является метод эволюционного программирования. С помощью этого метода можно находить любые типы закономерностей. Возможно, что при решении задач классификации предпочтительней было бы использовать алгоритмы деревьев решений, а при прогнозировании - метод ближайшего соседа и т.д. Но в виду того, что каждый из этих методов реализован в отдельном программном продукте, покупка такого множества программ не целесообразна и экономически неэффективна для предприятия. Поэтому применение методов эволюционного программирования является наиболее эффективным при решении задач интеллектуального анализа данных.

ВЫВОДЫ

Управление современным предприятием требует большей оперативности в период быстрых изменений на рынке, более короткого цикла обращения продукции и услуг. Именно поэтому сейчас остро стоит вопрос в реорганизации, в первую очередь, управленческого процесса на предприятии. Повысить эффективность деятельности управленцев на всем этапе управленческого цикла призвана новая концепция управления предприятием - контроллинг. Контроллинг как новое явление в теории и практике управления выполняет функцию интегрирования всех функций управленческого процесса. Занимая особое место в системе управления, контроллинг осуществляет информационное обеспечение принятия решений в целях оптимального использования имеющихся возможностей. Для выполнения данной функции контроллинга на предприятии необходимо, во-первых, провести комплексную автоматизацию всех бизнес-процессов, а, во-вторых, внедрить СППР в соответствии с требованиями управленческого персонала предприятия. Т.к. для анализа данных с целью получения аналитической информации необходимо использовать разнообразные математические методы - применение технологии ИАД является необходимых условием для повышения эффективности процесса принятия решений на любом предприятии.

На основе проведенного анализа методов ИАД - эволюционное программирование является наиболее подходящим методом при анализе данных по двум причинам. Во-первых, с помощью метода эволюционного программирования можно достаточно эффективно находить любые типы закономерностей, что нельзя сказать о других методах ИАД. Во-вторых, экономически эффективно для предприятий использовать один программный продукт с реализацией метода эволюционного программирования для комплексного решения задач интеллектуального анализа данных, чем несколько программных продуктов, каждый из которых выявляет только ограниченный набор типов закономерностей.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Рубцов С.В. Целевое управление в корпорациях. Управление изменениями. - М.: Фи-нансы и статистика, 2001. - 305 с.
2. Сердюк С.Н., Поздняков А.А. Анализ и синтез систем поддержки принятия решений // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління, 2000. - № 1. - С.106 -111.
3. Дайле А. Практика контроллинга. - М.: Финансы и статистика, 2001. - 336 с.
4. Ананькина Е.А., Данилочкин С.В., Данилочкина Н.Г. и др. Контроллинг как инструмент управления предприятием / Под ред. Н. Г. Данилочкиной. - М.: Аудит, ЮНИТИ, 2001. - 279 с.
5. Дюк В., Самойленко А. Data mining: учебный курс. - СПб.: Питер, 2001. - 368 с.

Надійшла 18.02.03
Після доробки 31.02.04

Розглянута концепція контроллінгу, орієнтована на систему обліку, та її головна задача - інформаційна підтримка прийняття рішень. Для підвищення оперативності отримання аналітичної інформації використовують системи підтримки прийняття рішень (СППР). Проаналізовані математичні методи технології інтелектуального аналізу даних які використовуються в СППР. Метод еволюційного програмування обраний як найбільш ефективний при інтелектуальному аналізу даних.

The article considers controlling-accounting conception and it main goal - information decision support. Decision support system (DSS) are using for increase quickness getting the analytical information. Mathematical methods of technology data mining is analyse in the article. This methods use in DSS. A method of evolution programming is the method of highest effectiveness in data mining.

УДК 681.518

Ю.А. Скобцов, М.Л. Ермоленко

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ НЕИСПРАВНОСТЕЙ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ

Рассмотрена проблема верификации и тестирования сложных цифровых систем, представленных на языках описания аппаратуры высокого уровня (VHDL, VERILOG). Исследованы функциональные модели неисправностей цифровых систем, описанных с помощью этих языков.

ВВЕДЕНИЕ

На логическом уровне моделирования, где ЦС представляется в виде логической схемы, основной моделью физических дефектов являются константные неисправности, которые эквивалентны постоянным сигналам 0 или 1 на линиях схемы. В отличие от логического уровня моделей неисправностей, где обычно можно установить соответствие между физическим дефектом проводников в кремнии и соединениями в логической схеме, на поведенческом уровне, как правило, трудно установить соответствие между описанием ЦС на HDL и структурным описанием. Один оператор HDL может соответствовать сотням логических вентилей, соединенных между собой. Поэтому необходимо рассматривать функциональные модели неисправностей непосредственно на языковых конструкциях HDL. При этом качество (или адекватность) функциональных моделей неисправностей, как правило, проверяется с помощью логического моделирования ЦС, которое определяет полноту теста относительно одиночных константных неисправностей схемы, реализующей ЦС. Поэтому данный подход ориентирован скорее на достижение высокой полноты теста для константных неисправностей, а не обнаружение ошибок в языковых конструкциях HDL. Более того, при этом эффективность тестовой последовательности не может быть определена непосредственно на функциональном уровне. Поэтому в настоящее время для верификации и тестирования ЦС, описанных на HDL, применяются методы, заимствованные из тестирования программного обеспечения [1].

ТЕСТИРОВАНИЕ ПРОГРАММ

Проблема верификации корректности описания ЦС на языках описания аппаратуры подобна задаче тестирования программного обеспечения потому, что описание ЦС на поведенческом уровне подобно программе, написанной на одном из языков высокого уровня таких как C или C++. Но между ними есть два существенных отличия:

- языки программирования более выразительны и используют более сложные конструкции, такие как указатели, комплексные типы, рекурсия и т.п., которые соответственно требуют более сложных тестовых процедур;
- описание ЦС обычно выполняется в процессе последовательного уточнения за счет детализации от поведенческого абстрактного уровня до структурного описания. В отличие от проектирования ЦС при разработке программного обеспечения не всегда существуют детальные спецификации и указанная стратегия редко используется.

Для тестирования программ [2] используется два основных подхода: 1) формальные методы, основанные на доказательствах теорем; 2) структурные методы, где программа, как правило, представляется блок-схемой или непосредственно последовательностью операторов. Для тестирования описаний ЦС на HDL целесообразно использовать второй подход.

Блок-схема является графическим представлением управляющей структуры программы и состоит из линейных участков программы (процессов), точек решения и схождения. Процесс состоит из последовательности операторов и имеет один вход и один выход. В точке решения программа расходится и, наоборот, в точке схождения - сходится. Путь в блок-схеме представляет один из возможных вариантов выполнения последовательности операторов от точки входа в программу до точки выхода из нее. Сложность программы, прежде всего, определяется числом возможных путей в ее блок-схеме.

Для конкретных входных данных выполняются (активизируются) определенные операторы программы. Для оценки качества тестирования программ используются различные меры. Мера покрытия операторов программы измеряется числом операторов, активизированных при определенных входных данных. В случае меры покрытия ветвей точек ветвления, измеряется число активизированных ветвей при определенных входных параметрах. Мера покрытия путей измеряет число активизированных путей в блок-схеме на тестовых данных. Целью тестирования программы является стопроцентное покрытие путей, которое обеспечивает также покрытие ветвей и операторов. Но число путей в программе может экспоненциально зависеть от ее размера и поэтому стопроцентное покрытие путей является очень сильным требованием, которое на практике не всегда выполнимо.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ НЕИСПРАВНОСТЕЙ И МЕРЫ ПОЛНОТЫ ТЕСТОВ ДЛЯ ЦС, ОПИСАННЫХ НА HDL

Ошибка проектирования ЦС заключается в несоответствии между заданной спецификацией и реализованным на HDL проектным решением. Общая спецификация, как правило, задается на естественном языке и описывает желаемое функционирование ЦС. Более точная и формальная исполняемая спецификация выполняется на языке высокого уровня описания аппаратуры HDL. Ошибка проектирования может произойти как из-за простой синтаксической ошибки в одном из операторов HDL, так и из-за неправильного понимания спецификации, что обычно соответствует ошибочному сегменту кода HDL. Функциональная неисправность является моделью ошибок проектирования. Следует отметить, что относительно небольшой набор неисправностей может моделировать достаточно большое множество ошибок [3].

На рис.1 показан простой пример для иллюстрации функциональных моделей проектирования. В левой части рис.1 представлено текстовое описание, а в правой - функциональная блок-схема. При одном из подходов тестирования путей в блок-схеме выбираются пути, которые связывают блок объявления переменной с блоками, в которых она используется. Например, на рис.1 пути 1,2,9,4,5,6,7,8 и 1,2,9,4,8 покрывают оба возможных пути между объявлением переменной x и ее использованием.

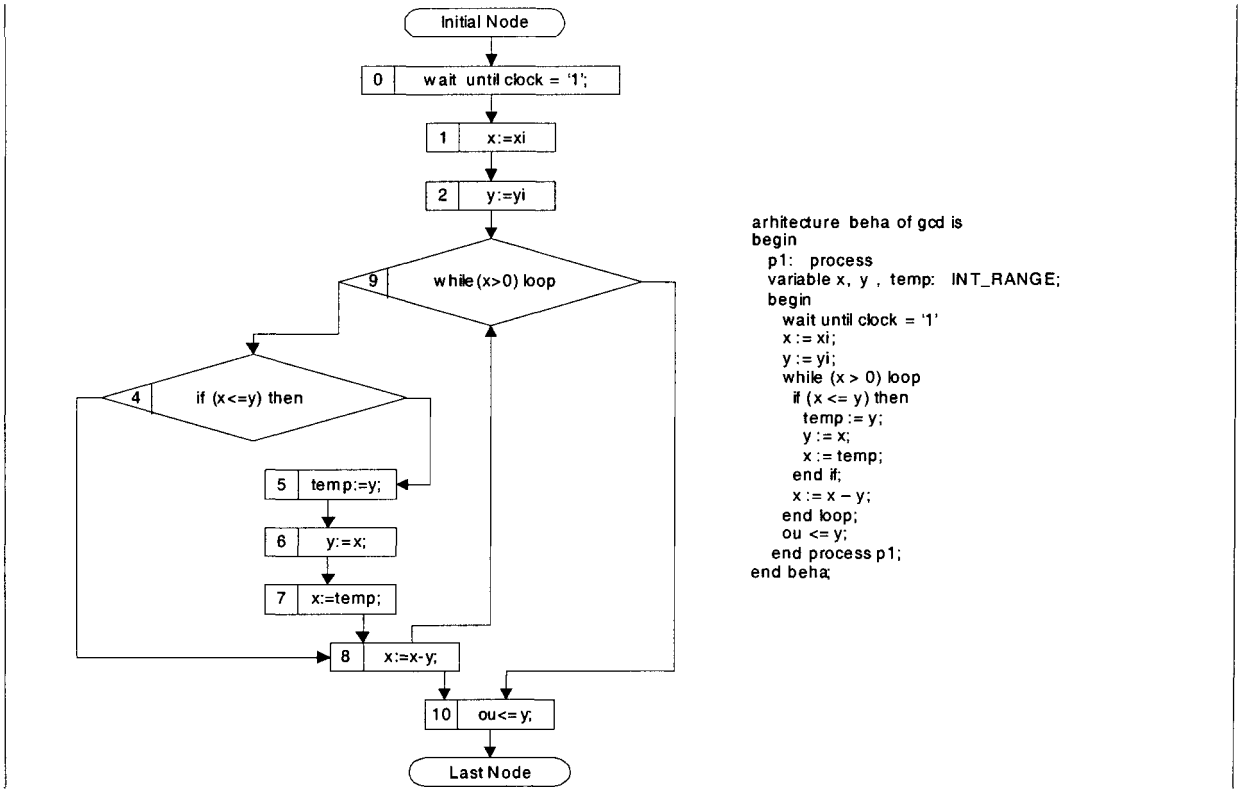


Рисунок 1

НЕИСПРАВНОСТИ ТЕКСТА ПРОГРАММ HDL

Этот тип модели непосредственно применим к тексту программы, который описывает функционирование ЦС [2]. Простая неисправность текста программы HDL соответствует мере покрытия операторов при тестировании программного обеспечения, которая рассматривалась выше. Эта мера имеет ограниченную точность, поскольку не учитывает проявление ошибки на внешних выходах устройства. Несмотря на ограничения, эта мера часто применяется разработчиками ЦС в силу своей простоты реализации. Анализ мутации соответствует неисправности текста программы и был первоначально разработан для тестирования программного обеспечения [4] и затем перенесен на тестирование ЦС [5]. При этом "мутант" представляет версию функционального описания, которая отличается от оригинала на одну потенциальную ошибку проектирования. Тогда оператор мутации определяется функцией, которая применяется к оригиналу для генерации "мутанта". Типичным примером оператора мутации является замена одной арифметической операции на другую. Однако, поскольку этот оператор локален по своей природе, с его помощью невозможно описать достаточно большое множество ошибок проектирования.

МЕРЫ ПОКРЫТИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ НЕИСПРАВНОСТЕЙ

Многие модели функциональных неисправностей основаны на представлении HDL описания ЦС функциональными блок-схемами. Поэтому рассмотренный выше подход к тестированию программного обеспечения переносятся на блок-схемы, соответствующие описанию ЦС на HDL [6]. Распространение этого подхода на блок-схемы, описывающие последовательные процессы достаточно очевидно, но для параллельных процессов это не так тривиально. Рассмотрим основные типы и меры покрытия функциональных неисправностей.

- *Битовые неисправности.* Каждая переменная, сигнал или порт представляется двоичным вектором. Каждый бит этого вектора может принять константное значение 0 или 1 [7]. На рис.2 показана константная битовая неисправность. Очевидно, что этот тип является простым обобщением модели обычных константных неисправностей, широко используемой на логическом уровне.

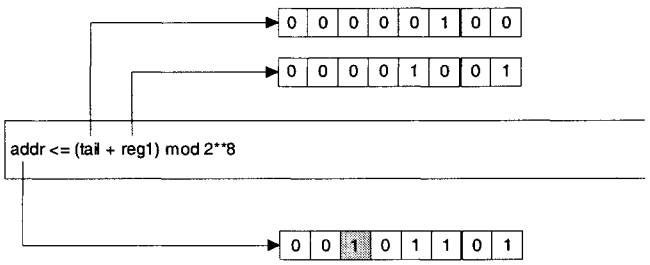


Рисунок 2

- *Условные неисправности.* Каждая условие в условном операторе может принять также константное значение 0 или 1. в результате некоторые пути в блок-схеме становятся "недоступными".

Указанные модели исключают явное некорректное поведение элементарных операторов (таких как +, -,*, / ...). Искажаются только значения отдельных битов переменных. Каждая неисправность в списке моделируемых неисправностей характеризуется следующими атрибутами: имя сигнала, переменной или порта; оператор HDL, в котором произошла ошибка; тип константной неисправности (битовая или условная); для битовых неисправностей номер бита. Поскольку все биты HDL описания ЦС могут искажаться, то вводится битовая мера покрытия неисправностей. При этом мера показывает число искаженных битов в сигналах, переменных или портах, которые обнаруживаются на тестовых воздействиях. Далее рассмотрим модели функциональных неисправностей и меры покрытия, определенные на блок-схемах HDL. Ранние методы функционального тестирования использовали модели и меры покрытия ветвей и путей.

- *Мера покрытия ветвей* ассоциирует каждую неисправность с определенным направлением ветви в каждом условном операторе (точке ветвления). Отметим, что полное покрытие ветвей требует, чтобы пути блок-схемы покрывали все ветви каждого условного оператора. Некоторые исследователи использовали меру покрытия ветвей при генерации тестов для оценки их полноты.

- *Мера покрытия путей* налагает более жесткие требования по сравнению с предыдущей, так как отражает число исполняемых путей для тестовых данных. При этом предполагается, что ошибка ассоциируется с некоторым путем блок-схемы. Поэтому прохождение всех путей в блок-схеме гарантирует обнаружение возможных ошибок. При наличии циклов в блок-схеме длина пути может быть неограниченной, поэтому при использовании этой меры покрытия длина путей должна быть ограничена. Поскольку число исполнимых путей в блок-схеме растет экспоненциально с числом условий некоторыми исследователями была предпринята попытка выделить некоторое подмножество путей, достаточное для тестирования [8].

ТЭГИ

Схема реализует вычисление некоторой функции и можно рассматривать этот процесс как последовательность присваивания значений переменным. Ошибки в вычислении моделируются как ошибки в операторах присваивания, т.е. любое значение, присвоенное какой либо переменной в HDL описании, может быть ошибочным. Возможность наличия ошибки представляется установкой метки для переменной (с левой стороны в операторе присваивания) - символа Δ, который обозначает возможное изменение значения переменной в присутствии ошибки [5]. Рассматриваются как положительные Δ так и отрицательные метки - Δ. Для каждого функционального теста моделируется схема чтобы определить какой из тэгов активизируется первым (посредством активизации соответствующего оператора присваивания) и затем тэг распространяется на внешние выходы схемы. Когда тэг распространяется на внешние выходы схемы, то это означает, что существует путь от точки ввода тэга до одного из внешних выходов и этот путь активизируется данным функциональным тестом. Затем находится покрытие неисправностей для данного функционального теста. Следует отметить, что при моделировании эффект каждого тэга учитывается отдельно (аналогично одиночным константным неисправностям при моделировании на логическом уровне) Однако программа моделирования неисправностей может моделировать эффекты нескольких тэгов параллельно, также как и в параллельном методе моделирования константных неисправностей.

При этом не требуется, чтобы ошибки в коде описания на HDL, всегда приводили к неправильным значениям некоторых переменных. Ошибки типа пропуска отдельных переменных или операторов, или следствие общего непонимания функционирования проектируемой ЦС, могут не вызывать такого эффекта. Тэги отражают два основных требования при верификации модели: 1) активизация операторов в HDL программе; 2) наблюдение эффекта активизации.

Рассмотрим вопросы присоединения тэгов к операторам (присваивания), включающие арифметические и булевы операторы. Положительные и отрицательные тэги вносятся в операторы присваивания посредством присоединения тэгов к переменным, находящимся слева в операторах присваивания. Двоичная векторная переменная, в основном, трактуется, как одно целое и ей ставится в соответствие один тэг. Но если ее отдельные биты обрабатываются отдельно, то каждый из них трактуется как независимая переменная и ей соответствует свой тэг.

В условных операторах к управляющим переменным (стоящих после *if*) тэги не присоединяются. Но для остальных переменных (данных) они могут вноситься.

Основной проблемой является распространение тэгов через элементы и модули HDL описания ЦС. Для того, чтобы значение входа распространялось через модуль, остальные входы должны иметь неконтролирующие значения. Например, если в вентиле И на какой либо вход подается контролирующее значение 0, то для остальных входов невозможно распространить на выход любое значение сигнала. Отметим, что для простых логических вентилей распространение тэгов фактически совпадает с D-распространением. Символ D (как и тэг) показывает рассогласование сигналов в исправной и неисправной схеме. Аналогично D-исчислению [9] разработано Δ - исчисление. табл. 1,2 представляют Δ-исчисление для вентилей И и НЕ и используются для распространения тэгов через эти элементы.

Рассмотрим распространение тэгов через арифметические операторы. Каждый модуль работает с n-разрядными двоичными векторами. Для каждого оператора после моделирования имеем $\nu(f)==\nu\ (a)<op>\nu(b)$, где $\nu(x)$ означает значение векторной переменной x. Далее положительный или отрицательный тэг может быть присоединен к $\nu(f)$, что обозначается соответственно $(\nu(f)+\Delta)$ или $(\nu(f)-\Delta)$.

Таблица 1

AND	0	1	0+Δ	1-Δ
0	0	0	0	0
1	0	0+Δ	0+Δ	1-Δ
0+Δ	0	0+Δ	0+Δ	0
1-Δ	0	1-Δ	0	1-Δ

Таблица 2

INVERT
1
0
1-Δ
0+Δ

Рассмотрим тэг-распространение через некоторые типовые модули. Если все тэги на входах сумматора положительны и значение результата $\nu(f) <$ MAXINT (наибольшего n-разрядного целого числа), то выходу сумматора присваивается $(\nu(f)+\Delta)$. Аналогично, в случае наличия на всех входах отрицательных тэгов, выходу присваивается $(\nu(f)+\Delta)$. Если входы имеют как положительные, так и отрицательные тэги, то выходу тэг не присваивается.

Для умножителя при тэг-распространении на его входах все тэги должны быть одного знака. Положительный тэг на входе a распространяется на выход f, если $\nu(b)\neq 0$ или если b имеет положительный тэг. В этом случае выходу умножителя присваивается $(\nu(f)+\Delta)$. Аналогичные действия выполняются для отрицательных входных тэгов.

Если существуют тэги на входах a и b компаратора, то для распространения они должны иметь противоположные знаки. Иначе тэг на выход не распространяется. Предположим, что положительный тэг есть только на одном входе a, и либо положительный тэг на входе a и отрицательный тэг на входе b. Если $\nu(a) \le \nu(b)$, то тэг распространяется на выход и выходу присваивается $(0+\Delta)$. Аналогичные действия выполняются для других тэгов и других типов компараторов.

Для побитовой операции И все тэги для их распространения должны быть одного знака. Пусть задан положительный тэг переменной a, а переменная b не отмечена тэгом. Если по крайней мере один из битов в векторе b отличен от нуля и $\nu(a) \neq 2^n$-1, то $\nu(f)$ $\nu(a)@\nu(b)$ и выходу присваивается ν. Для положительных тэгов для обеих переменных a и b в случае, когда $\nu(a) \neq 2^n$-1 и $\nu(b) \neq 2^n$-1 полагаем $\nu(f)$ и $\nu(a)@\nu(b)$ выходу присваивается также $\nu(f)+\Delta$. Аналогичные действия выполняются для отрицательных тэгов.

Для поразрядного НЕ $\nu(f_i)=(\overline{\nu-(a_i)})$, где $0 \le i<n$. Для положительного тэга на а выходу присваивается значение ν.

Распространение тэгов через условные операторы *if* требует препроцессорной обработки программы. Достижимость процесса из условного оператора определяется путем анализа блок-схемы. Если каждый процесс имеет один вход и один выход, то все операторы в пределах данного процесса имеют одинаковые свойства достижимости. Без потери общности предполагается, что каждый условный оператор является бинарным. Для каждого условного оператора определяется множество достижимых процессов при условии истинности управляющей переменной c. Это множество обозначается P_c. Аналогично через $P_{\bar{c}}$, обозначается множество процессов, достижимых при нулевом значении управляющей переменной c. При обработке условных операторов в процессе моделирования возможны два случая:

1) Нет тэга в управляющей переменной. В этом случае моделирование протекает обычным образом. В соответствующих процессах выполняются операторы, для которых в случае необходимости вносятся и распространяются тэги.

2) Если тэг присоединен к управляющей переменной c, то это ведет к неправильному ветвлению при достижении данного условного оператора. Пусть с имеет положительный тэг. Если значение с равно 1, то тэг не распространяется. И наоборот, если c=0, то тэг вносится во все переменные в процессах $P_{\bar{c}} - P_c$. При наличии тэга в условии операции присваивания пропускаются, следовательно, к переменным выхода присоединяется тэг. Если новое значение выхода после присваивания меньше старого, то присваивается положительный тэг. Если новое значение больше старого, то присваивается отрицательный тэг. Если же значения одинаковы, либо старое значение не определено, то тэг не вносится.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ НЕИСПРАВНОСТЕЙ АВТОМАТНОГО УРОВНЯ

Конечные автоматы (КА) являются классической функциональной моделью последовательностных схем (систем с памятью). В качестве меры покрытия при этом чаще всего используются две меры, основанные на представлении КА графом переходов-выходов: 1) покрытие состояний, которая показывает число "посещенных" состояний (в идеале все состояния автомата должны быть посещены в процессе диагностического эксперимента); 2) покрытие переходов, которое показывает число пройденных переходов на данной тестовой последовательности (для полного теста все переходы должны быть). Некоторые исследователи рассматривают только особо важные с точки зрения пользователя переходы, которые подлежат проверке при тестировании [10]. Кроме этого, используется мера покрытия путей в графе переходов-выходов автомата или системном графе процессора [11]. В работе [12] для тестирования последовательностных схем используется классический математический аппарат булевых функций. Указанные меры покрытия являются приближенными, наиболее полно вопросы тестирования последовательностных схем решаются в теории экспериментов с автоматами [13]. Но, к сожалению, при этом длина тестовых последовательностей слишком велика, поскольку при этом проверяется вся таблица переходов-выходов автомата. Поэтому некоторые исследователи для тестирования выделяют определенное подмножество автоматов, критичных с точки зрения тестирования. Расширенный конечный автомат и управляющий автомат образуют редуцированный автомат посредством разбиения битов переменных состояния на информационные и управляющие.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ НЕИСПРАВНОСТИ МИКРОПРОЦЕССОРОВ

В классической работе [14] микропроцессор представляется в виде системного графа (СГ), основанного на его архитектуре и наборе команд. Вершины этого графа соответствуют регистру или группе регистров МП. Пусть $R=\{R_1, R_2,..., R_n\}$ - множество всех программно доступных регистров МП и $I=\{I_1,..., I_p\}$ - его множество команд. Тогда вершины графа представляют регистр (или группу эквивалентных регистров) и специальные вершины IN и OUT. Вершина IN соответствует источнику входных данных МП (ОЗУ и т.д.), а вершина OUT - приемнику выходных данных. Они включают в себя адреса, данные и управляющие сигналы, которые принимает (IN) и посылает (OUT) МП. Если существует хотя бы одна команда во время выполнения которой информация передается из регистра R_i в регистр R_j, то в СГ строится ребро, направленное от вершины R_i к вершине R_j. Если существует хотя бы одна команда, при которой информация передается со входов МП в регистр R_i, то в СГ проводится ребро из вершины IN к вершине R_i. Аналогично, если существует хотя бы одна команда, при которой информация передается из R_i на выходы МП, то в СГ строится ребро из вершины R_i к вершине OUT. При таком подходе предполагается, что каждая команда I_i состоит из микрокоманд $I_i=\{m_1, m_2,..., m_{ki}\}$, которые выполняются последовательно. Каждая микрокоманда в свою очередь состоит из множества микроинструкций $I_i=(M_{i,1}, M_{i,2},..., M_{i,qi})$, которые выполняются параллельно.

В соответствии с основными функциональными блоками МП рассматриваются следующие модели функциональные неисправности.

1. Модель неисправности функции дешифрации адресов регистров. Пусть

$f_d(R_i)$ обозначает функцию дешифрации адреса регистра. Тогда при этой неисправности возможно:

а) $f_d(R_i)=R_j$ (вместо адреса R_i выбирается адрес R_j);

б) $f_d(R_i)=0$ (адрес не выбирается);

в) $f_d(R_i)=\{R_i, R_i\}$ (вместо адреса R_i выбирается два адреса R_i и R_j).

2. Модель неисправности функций хранения данных. Предполагается, что любой разряд регистра может иметь константные неисправности 0,1.

3. Модель неисправности функций передачи данных. При этом любое число линий может иметь константные неисправности 0,1 и любая пара линий может замкнуться (сигналы на этих линиях принимают одинаковые значения).

4. Модель неисправности дешифрации инструкций и функций управления последовательностью операций. При этом предполагается, что может произойти одно или несколько следующих событий:

а) одна или несколько микроинструкций в команде не выполняется;

б) дополнительно выполняются микроинструкции, которые не должны быть в данной команде;

в) дополнительно выполняются микрокоманды, которых нет в последовательности данной команды.

При этом предполагается, что число операций записи информации в регистры МП не увеличивается. Кроме этого считаем, что число микрокоманд в команде (даже неисправной) не превышает некоторого числа K, а число микроинструкций в микрокоманде не превышает также числа M.

5. Модели неисправностей функций обработки данных. Специальная модель для этого типа неисправностей не вводится. Считается, что либо известен полный тест АЛУ, либо его можно построить, зная структуру АЛУ на вентильном уровне.

НЕИСПРАВНОСТИ ИНТЕРФЕЙСА

При использовании современной технологии проектирования сложных многопроцессорных систем, основанной на "интеллектуальных ядрах" (IP cores) акцент тестирования смещается в сторону проверки интерфейса между этими компонентами [13]. При этом неявно подразумевается, что сами ядра исправны (их тестирование проведено в процессе разработки). Следует отметить, что дополнительные сложности при этом возникают из-за кратной синхронизации таких сложных систем. Интерфейс между компонентами с разными синхронизирующими воздействиями является существенно асинхронным, что создает дополнительные трудности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполнен аналитический обзор функциональных неисправностей для ЦС, описание которых представлено с помощью языков описания аппаратуры. При этом меры покрытия неисправностей, используемые при тестировании программного обеспечения, распространены на функциональное тестирование ЦС, представленных с помощью языков описания аппаратуры. Данный подход позволяет тестировать современные сложные многопроцессорные ЦС, проверка которых невозможна на вентильном уровне из-за сложности и их функциональных особенностей.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Ian G. Harris. Fault models and test generation for hardware-software covalidation// IEEE Design and Test of computers, 2003, Vol.20, N.4, pp. 40-47
2. B. Beizer. Software testing techniques. Van Nostrand Rheinhold, New York, second edition, 1990.
3. S. Tasiran and K. Keutzer. Coverage metrics for functional validation of hardware designs// IEEE Design and Test of computers, 2001, Vol.18, N.4, pp. 36-45
4. K.N. King and A.J. Offutt. Fortran language system for mutation-based software testing//Software practice and eng., 1991, Vol.21, N.7, pp.685-718
5. G. Al Hayek and C. Robach. From specification validation to hardware testing: a unified message //Proc. Int'l Test Conf.(ITC 96), IEEE Press, 1996, pp.885-893
6. S. Devadas, A. Ghosh, and K, Keutzer. An observability - based code coverage metric for functional simulation.//In proceedings of the international conference on computer-aided design, November 1996, pp.418-425.

7. F. Ferrandi, G. Ferrara, D. Sciuto. Functional Test Generation for behaviorally sequential models // взять на сайте итальянцев
8. C. Paoli, M.-L. Nivet, and J.-F. Santucci. Use of constraint solving in order to generate test vectors for behavioral validation //Proc. IEEE Int'l High Level Design Validation and Test Workshop, IEEE CS Press, 2000, pp.15-20.
9. M. Abramovichi, M.A. Breuer, and A.D. Friedman. Digital system testing and testable desine. IEEE Press,1990.
10. D. Geist et al. Coverage-Directed Test Generation Using Symbolic Techniques.// Proc. 1st Int'l Conf. Formal Methods in Computer-Aided Design (FMCAD 96), Lecture Notes in Computer Science, vol. 1166, Springer,1996, pp. 143-158
11. R.C. Ho et al. Architecture Validation for Processors.// Proc. 22nd Ann. Int'l Symp. Computer Architecture (ISCA 95), ACM Press, 1993, pp. 404-413
12. D. Lee and M. Yannakakis. Principles and Methods of Testing Finite State Machines - A Survey.// Proc. IEEE Trans. Computers, vol 84, no.8, Aug. 1996, pp. 1090-1123
13. Грунский И. С. Анализ поведения конечных автоматов. - Луганск; 2003. - 210 с.
14. S.M. Thatte, J.A. Abraham. Test generation for microprocessors//IEEE transactions on computers, vol. C-29,1980, № 6, pp. 429-441.
15. J.A. Rowson and A. Sangiovanni-Vencentelli. Interface-Based Design.// Proc. Design Automation Conf. (DAC 97), ACM Press, 1997, pp.178-183

Надійшла 26.03.04

Розглянуто проблему верифікації і тестування складних цифрових систем, представлених на мовах опису апаратури високого рівня (VHDL, VERILOG). Досліджено функціональні моделі несправностей цифрових систем, описаних за допомогою цих мов.

The verification and testing problem is considered for complex digital systems, represented on high level languages of hardware (VHDL, VERILOG). The functional fault models are investigated for digital systems, represented with help these languages.

УДК 519.248

Г.В. Табунщик

РОБАСТНОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА В ЗАДАЧАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Рассмотрен метод робастного планирования эксперимента и особенности обработки результатов. Приведена реализация данного метода для приложений в области проектирования номинальных значений на параметры изделий (процессов) и назначении допустимых отклонений на проектируемые параметры.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Под робастным планированием эксперимента будем понимать метод планирования эксперимента, который позволяет обеспечить "нечувствительность" выходной характеристики сложного технического объекта (СТО) к различным шумовым воздействиям [1].

Введем единую классификацию шумовых воздействий (рис.1) по типу, направленности и по характеру воздействия.

По типу шумовые воздействия будем подразделять :

- внешние - воздействия, влияющие на исследуемый СТО извне;

- внутренние - параметры исследуемого сложного технического объекта, являющиеся шум-факторами для входных параметров;

- комбинированные - шумы, возникающие внутри объекта исследования из-за воздействия внешних параметров.

По направленности воздействия будем различать:

- шум, воздействующий на СТО в целом - например, дополнительные параметры объекта, внешние воздействия (температура окружающей среды) (рис.2д);

- шум, воздействующий непосредственно на входные параметры - погрешность измерений, износ материала (рис.2а и 2б);

- шум, воздействующий непосредственно на выходную характеристику - аддитивный временной дрейф (рис.2с).

Шум можно классифицировать также как управляемый, неуправляемый и неконтролируемый.

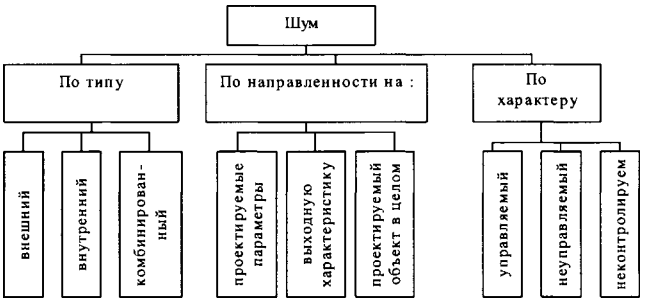


Рисунок 1 - Классификация шума

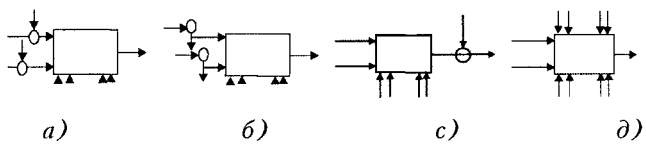


Рисунок 2 - Воздействие шумов на проектируемый объект: а), б) на проектируемые параметры; с) на выходную характеристику; д) на проектируемый СТО в целом

Управляемый шум возможно изменять и контролировать на определенных уровнях. Неуправляемый шум - можно контролировать с необходимой точностью, но нельзя изменять и поддерживать с заданной точностью. Информация о неконтролируемом шуме обычно отсутствует.

Анализ существующих методов планирования для ситуаций, когда шум направлен на входные параметры и выходную характеристику, показал, что разработанные подходы стремятся исключить влияние неоднородностей. Разработанные методики планирования экспериментов позволяют оценить значения параметров системы в чистом виде, исключая различные виды неоднородностей.

В дальнейшем будем рассматривать сложный технический объект (рис. 3), где X - входные параметры, H - контролируемые шумовые воздействия, направленные на СТО в целом, ε - неконтролируемые возмущения, Y - выходная характеристика сложного технического объекта. Тогда его математическое описание возможно представить выражением

$$y = f^T(X_1, \ldots, X_m; H_1, \ldots, H_p)\Theta + \varepsilon, \qquad (1)$$

где y - зависимая переменная, Θ^T - вектор неизвестных параметров;

$f^T(X_1, \ldots, X_m; H_1, \ldots, H_p) = f_1\{(X_1, \ldots, X_m; H_1, \ldots, H_p), \ldots$ $\ldots, f_k(X_1, \ldots, X_m; H_1, \ldots, H_p)\}$ - вектор известных функций; m - количество входных параметров, p - количество контролируемых шум-факторов.

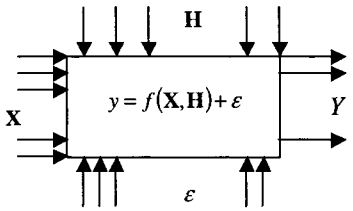


Рисунок 3 - Сложный технический объект

Результаты N наблюдений $y_1, \ldots, y_N$ дают с ошибками $\varepsilon_u (u = 1, \ldots, N)$ значения

$$\eta_{ud} = \eta(X_{u1}, \ldots, X_{um}; H_{l1}, \ldots, H_{lp}), \qquad (2)$$

где $X_{u1}, \ldots, X_{um}$ - значения, которые принимают соответственно переменные $X_1, \ldots, X_m$ в u-ом эксперименте; $H_{l1}, \ldots, H_{lp}$ - значения, которые принимают соответственно в l-ом опыте переменные, соответствующие шум-факторам $H_1, \ldots, H_p$.

При робастном планировании эксперимента кроме матрицы плана для контролируемых параметров

$$D_X = \begin{Vmatrix} X_{11} & \ldots & X_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{n_1 1} & \ldots & X_{n_1 m} \end{Vmatrix} \qquad (3)$$

введем матрицу плана для шум-факторов

$$D_H = \begin{Vmatrix} H_{11} & \cdots & H_{1p} \\ \vdots & \ddots & \ddots \\ H_{n_2 1} & \cdots & H_{n_2 p} \end{Vmatrix}, \qquad (4)$$

где n_1, n_2 - соответственно количество опытов в матрицах планирования для входных параметров и шум-факторов.

Тогда

$$X_H = \begin{Vmatrix} f_1(X_{11}, \ldots, X_{1m}; & & f_k(X_{11}, \ldots, X_{1m}; \\ H_{11}, \ldots, H_{1p}) & \cdots & H_{n_2 1}, \ldots, H_{n_2 p}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_1(X_{n_1 1}, \ldots, X_{n_1 m}; & & f_k(X_{n_1 1}, \ldots, X_{n_1 m}; \\ H_{11}, \ldots, H_{1p}) & \cdots & H_{n_2 1}, \ldots, H_{n_2 p}) \end{Vmatrix}. \qquad (5)$$

Запишем модель робастного проектирования как

$$Y = X_H Q + \varepsilon, \qquad (6)$$

где ε - матрица неконтролируемых возмущений, для которых, как и ранее, будем полагать $E\varepsilon = 0$; $E\varepsilon_i \varepsilon_j = 0$; $E\varepsilon_i^2 = \sigma^2$ $i, j - 1, \ldots, N$.

$$Y = \begin{Vmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1n_2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{n_1 1} & \cdots & y_{n_1 n_2} \end{Vmatrix}. \qquad (7)$$

Следовательно, возникает проблема возможности проведения и анализа данных робастных экспериментов.

2 ВЫБОР УСЛОВИЙ ПРОВЕДЕНИЯ РОБАСТНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Реализация многофакторного математического моделирования поведения сложных технических объектов требует затрат в пространстве и во времени с участием исполнителей, материалов, энергоносителей, привлечения необходимого исследовательского оборудования, которые должны взаимодействовать между собой по определенному плану.

Число необходимых опытов в плане эксперимента зависит от числа факторов, сложности поведения каждого фактора и сложности поведения моделируемой системы. Сложность поведения фактора в математическом моделировании формализованно описывается степенью полинома, необходимого для адекватной аппроксимации результатов опытов.

Известно, что полный факторный эксперимент соответствует многим хорошим критериям качества. Однако практика прикладных исследований показывает, что следует использовать дробный факторный эксперимент, в особенности в ситуациях, когда область планирования расширяется за счет исследования влияния шумовых

воздействий (количество опытов будет равняться $n_1 \times n_2$). Дробный факторный эксперимент будет наиболее близок по статистическим свойствам к свойствам полного факторного эксперимента, если для него будет выполняться условие пропорциональности частот уровней факторов. Такие планы соответствуют критериям ортогональности (для моделей главных эффектов); D-, Q- оптимальности, если планы равномерные; возможно разбиение плана на ортогональные блоки; близость к насыщенному плану. В таких планах можно изучить как количественные так и качественные факторы одновременно в одном плане эксперимента. На число уровней каждого фактора ограничения не накладываются.

Дробные реплики это не только путь сокращения перебора вариантов как такового, но и средство борьбы с "проклятием размерности". Чем больше факторов, тем больше размерность пространства, в котором ведется описание объекта, так как каждый фактор задает координатную ось в факторном пространстве. Описывая с помощью дробных планов несущественные или малосущественные факторы, удается значительно понизить размерность пространства.

Если в качестве матриц планирования для контролируемых факторов D_X и шум-факторов D_H выбирать ортогональные таблицы, то в этом случае получим прямое произведение двух ортогональных таблиц, а прямое произведение двух ортогональных планов π_1 и π_2 дает новый ортогональный план π. Также обеспечиваются свойства ортогональности, сбалансированности, G- и D- оптимальности [2]. Обеспечение данного условия позволяет проводить анализ полученной ортогональной таблицы классическими методами. Далее рассмотрим метод анализа результатов экспериментов, когда данное условие может и не выполняется.

3 ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ВЫХОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Традиционный подход к обработке экспериментальных данных не применим, так как между средним μ и стандартным отклонением σ_Y возникают различные виды зависимостей. И как следствие МНК оценки получаются смещенными.

Эффективность обычных методов анализа в единицах t- и F- статистик, а также эффективность дисперсионного анализа (ДА) возможно повысить с использованием трансформации данных. Рассмотрим возможность такой трансформации.

Там где известно заранее или можно оценить эмпирически, что стандартное отклонение σ_Y непреобразованного отклика y, связано некоторой определенной функцией $f(\mu)$ со своим средним значением, $\mu = E(y)$, можно получить подходящее преобразование непосредственно, воспользовавшись преобразованным значением $g(y)$ из выражения [3]:

$$\frac{\partial g(y)}{\partial y} \infty \frac{1}{f(y)}. \qquad (8)$$

Другими словами, возможно получить $g(y)$, интегрируя $\frac{1}{f(y)}$ по y. Например, если $\sigma_Y \infty \mu^q$, то наилучшим преобразованием, стабилизирующим дисперсию, будет y^{1-q}.

Применим данный подход для анализа результатов робастных экспериментов.

В дальнейшем будем рассматривать только подмножество входных факторов $x = (x_1, x_2)$, где x_1 - факторы, влияющие только на σ_Y; x_2 - факторы, влияющие только на μ.

Предположим, что общий вид $g(y)$, стабилизирующего дисперсию

$$g(y) = \frac{\sigma_Y^2}{f(\mu)}, \qquad (9)$$

при этом будем считать, $g(y)$ является функцией только подмножества x_1 из множества входных параметров x. Тогда $g(y)$ - величина стабилизирующая дисперсию, а x_2 - вектор регулируемых факторов, который можно изменять без изменения дисперсии.

То в том случае для минимизации дисперсии выходной характеристики мы можем независимо отрегулировать x_1 относительно $g(y)$ и отрегулировать x_2 так чтобы μ_0 удовлетворяла уравнению $\mu_0 = \tau - f(\mu_0) f' \times \times (\mu_0) g(y)$.

Величина $f(\mu_0) f'(\mu_0) g(y)$ измеряет расстояние μ_0 от номинала τ. Данная величина обычно небольшая.

Для примера рассмотрим частный случай $f(\mu) = \mu^a$, для которого

$$g(y) = \frac{\sigma^2}{\mu^{2a}}, \qquad (10)$$

и соответственно

$$\mu_0 = \frac{\tau}{(1 + \alpha\gamma_0^2)}, \qquad (11)$$

где γ_0 - коэффициент вариации.

Если $\alpha = 0$, то σ_Y не является функцией от μ и $\mu_0 = \tau$. И анализ можно проводить без использования трансформации.

Если $\alpha = 1$, то $g(y) = \frac{\sigma^2}{\mu^2} = \gamma^2$ и в соответствии с предыдущим предположением минимизация $g(y)$ соответствует максимизации отношения сигнал/шум SN_T [1]. Общее среднеквадратическое отклонение тогда может быть получено установкой $g(y)$ в его минимальное значение $g(y(x_{10})) = \gamma^2$ или установкой отношения сигнал/шум в значение $-10\log\gamma_0$ [4]. При этом регулируемые значения x_2 могут быть использованы для перемещения среднего значения μ как к заданному τ, так и к минимизированному значению

$$\mu_0 = \frac{\tau}{(1 + \gamma_0^2)}. \qquad (12)$$

4 ОЦЕНКА ВКЛАДА ФАКТОРОВ В ВЫХОДНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ

Использование ортогональных таблиц позволяет отнести исследуемый вид планирования к планам дисперсионного анализа. Следовательно, для анализа используем следующую схему ДА, для которого в качестве отклика используем γ - вектор преобразованных выходных, результаты анализа заносим в табл. 1, где df - количество степеней свободы, k - количество уровней варьирования, SS - сумма квадратов, MS - среднеквадратическое отклонение, a_{ij} - передаточное отношение [5].

Таблица 1 - Таблица дисперсионного анализа

Источник дисперсии	df	SS	MS	$a_{yi}(\%)$
$x1$	$k-l$	SS_{x1}	$\frac{SS_{x1}}{df_{x1}}$	$\frac{SS_{x1}}{SS_{общ}}$
x_2	$k-l$	SS_{x2}	$\frac{SS_{x2}}{df_{x2}}$	$\frac{SS_{x2}}{SS_{общ}}$
....	...	...	...	...
x_m	$k-l$		$\frac{SS_{xm}}{df_{xn}}$	$\frac{SS_{xm}}{SS_{общ}}$
Общая сумма квадратов	$m-l$	$SS_{общ}$	$\frac{SS_{общ}}{df_{общ}}$	100

5 ОЦЕНКА КОЭФФИЦИЕНТОВ РЕГРЕССИИ

Для задач робастного планирования эксперимента, в которых шум-факторы не коррелированны с входными факторами, возможно получить оценки коэффициентов регрессии.

Следовательно, если обе матрицы планирования и D_X и D_H ортогональны, то можно получить полиномиальную модель

$$y = b_0 + \sum_{q=1}^{s_1-1} b^q_{x_1}\theta^q_{x_1}(x_1) + \ldots + \sum_{g=1}^{s_m-1} b^g_{x_m}\theta^g_{x_m}(x_m) + \sum_{v=1}^{t_1-1} b^v_{h_1}\theta^v_{h_1}(h_1) + \ldots + \sum_{z=1}^{t_1-1} b^z_{h_p}\theta^z_{h_p}(h_p) + \Pi + \varepsilon, \quad (13)$$

где $\theta^q_{x_i}(x_i)$, $\theta^v_{h_j}(h_j)$ - ортогональные полиномы Чебышева q-й и v-й степени соответственно для i-го проектируемого параметра и j-го шум-фактора, с помощью которых оцениваются главные эффекты факторов, Π - соответствует взаимодействиям главных эффектов. В случае полного факторного эксперимента член Π содержит все возможные произведения функций $\theta^q_{x_i}(x_i)$, $\theta^v_{h_j}(h_j)$. Для планов с $R=III$ член Π отсутствует, для плана с $R=V$ он содержит парные произведения функций $\theta^q_{x_i}(x_i)$ и $\theta^v_{h_j}(h_j)$ по одной для каждого фактора x_i и h_j.

Следовательно, возможно получить традиционные МНК оценки

$$b^q_{x_i} = \frac{\sum_{u=1}^{n_1}\sum_{l=1}^{n_2} y_{ul}\theta^q_i(x_{ui})}{\sum_{u=1}^{n_1}\sum_{l=1}^{n_2}[\theta^q_i(x_{ui})]^2}; \quad b^q_{h_i} = \frac{\sum_{l=1}^{n_2}\sum_{u=1}^{n_1}\theta^q_{h_i}(h_{li})y_{ul}}{\sum_{l=1}^{n_2}\sum_{u=1}^{n_1}[\theta^q_{h_i}(h_{li})]^2};$$

$$s^2\{b^q_{x_i}\} = \frac{s_0^2}{\sum_{u=1}^{n_1}\sum_{l=1}^{n_2}[\theta^q_{iu}]^2}; s^2\{b^q_{h_i}\} = \frac{s_0^2}{\sum_{u=1}^{n_1}\sum_{l=1}^{n_2}[\theta^q_{iu}]^2};$$

$$b^{qg}_{ij} = \frac{\sum_{u=1}^{N} y_u\theta^q_{iu}\theta^q_{ju}}{\sum_{u=1}^{N}[\theta^q_{iu}\theta^q_{ju}]^2}; s^2\{b^{qg}_{ij}\} = \frac{s_0^2}{\sum_{u=1}^{N}[\theta^q_{iu}\theta^q_{ju}]};$$

где $i,j=\overline{1,k}, i\neq j, q=\overline{1,s_i-1}, g=\overline{1,s_j-1}$. Доверительные интервалы для оценок параметров определяют обычным образом $\Delta b^q_i = ts\{b^q_i\}$.

Если хотя бы одна из матриц планирования является ортогональной, то система уравнений МНК разбивается на соответствующее число независимых систем уравнений, равных числу параметров модели ортогонального плана.

$$A^TA = N_1 I_p, \quad (A\times B)(A\times B)^T = AA^T\times BB^T = N_1 I_p \times BB^T,$$

$$\widehat{L} = [(A\times B)^t(A\times B)]^{-1}(A\times B)^tY =$$

$$=[(N_1I_p)(BB^T)]^{-1}(A\times B)^TY = [(BB^T)^{-1}B^T]\times\left[I_p\frac{1}{N}A^TY\right].$$

Видно, что МНК оценки коэффициентов модели $\widehat{L}$ итогового плана можно получить с помощью обычных формул для не ортогонального плана, в которых вместо значений откликов подставлены оценки коэффициентов модели ортогонального плана $L_1 = \frac{A^TY}{N_1}$. Сначала определяют оценки параметров модели вспомогательного плана по соответствующей стандартной схеме, а затем эти оценки рассматриваются как отклики в основном ортогональном плане.

$$L = CY = (\theta^T\theta)^{-1}\theta^TY.$$

6 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РОБАСТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ НОМИНАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПРОЕКТИРУЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ

Так как основное требование этапа проектирования - при минимуме информации максимально увеличить вариабельность системы для максимизации вероятности выбора оптимального варианта решения задачи, то роба-

стное планирование эксперимента является одним из наиболее эффективных инструментов, обеспечивающих заданное разнообразие.

После проведения эксперимента определение оптимальных уровней факторов свести к выполнению следующих шагов:

Шаг 1. Вычислить критерии оптимизации $C_r^1 .. C_r^g ..., C_r^z, g = 1, ..., z$.

Шаг 2. Рассчитать среднее значение каждого критерия $\overline{Cr}^g_{maxij}$ для каждого j-го уровня i-го фактора.

Шаг 3. Рассчитать ранг каждого фактора $Rg_i^g = \overline{Cr}^g_{maxi} - \overline{Cr}^g_{mini}$, где $\overline{Cr}^g_{maxi}$, $\overline{Cr}^g_{mini}$ - максимальное и минимальное значение g-го критерия для i-го фактора. Ранг Rg_i^g указывает степень вклада i-го фактора в исследуемый g-й показатель выходной характеристики.

Шаг 4. Для $max\{Rg_i^1 ... Rg_i^z\}$ выбираем уровень i-го фактора с заданным значением Cr_i^g.

Например решения задачи назначения оптимальных параметров с использованием критерия сигнал-шум на основе данного алгоритма:

Шаг 1. Пусть в качестве Kr^1 выбираем SN_T и $Kr^2 - \bar{y}$.

Шаг 2. Рассчитываем среднее значение отношения $\overline{SN}_{T_{ij}}$ для каждого j-го уровня i-го фактора и $\bar{y}_{ij}$ - среднее значение выходной характеристики для j-го уровня i-го фактора.

Шаг 3. Рассчитываем ранг $Rg_i^{SN} = \overline{Cr}^{SN}_{maxi} - \overline{Cr}^{SN}_{mini}$, который указывает степень вклада i-го фактора в разброс выходной характеристики.

Шаг 4. Рассчитываем ранг $Rg_i^{\bar{y}} = \overline{Cr}^{\bar{y}}_{maxi} - \overline{Cr}^{\bar{y}}_{mini}$, который указывает степень вклада i-го фактора в отклонение выходной характеристики

Шаг 5. Если для i-го фактора $Rg_i^{SN} > Rg_i^{\bar{y}}$ то выбираем уровень i-го фактора с максимальным отношением SN_T, иначе выбираем уровень i-го фактора, для которого $|\bar{y}_{ij} - \tau| min$.

7 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РОБАСТНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ДОПУСКОВОГО АНАЛИЗА

Решение задач анализа и синтеза точности допусков можно свести к решению выражения

$$\Delta_y = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} a_{yi}^2 \Delta_{xi}^2}, \qquad (14)$$

где a_{yi}^2 - функция чувствительности, отражающая степень воздействия входных параметров на выходную характеристику.

Если область работоспособности S_p - выпуклая, в этом случае поиск допусковой области возможно проводить с помощью методов планирования эксперимента.

Так как вклад фактора - это величина, определяющая степень воздействия отклонения входного параметра на дисперсию выходной характеристики, то для оценки функции чувствительности a_{yi}^2 можно использовать ДА (см. табл. 1).

Дальнейшая оптимизация допусков выполняется в зависимости от выбранного критерия - функции потерь, процента выхода годных или величин рисков [6].

ВЫВОДЫ

Робастное планирование эксперимента представляет удобный математический аппарат для исследования сложных технических объектов в условиях шумовых воздействий. Данный тип планирования эффективен, когда не выполняется предпосылка относительно распределений ошибок, вызванных контролируемыми шум-факторами. Использование предложенной в работе трансформации выходных данных позволяет повысить эффективность анализа робастных экспериментов когда в результате планирования стандартное отклонение выходной характеристики пропорционально её среднему значению.

Использование робастного планирования эксперимента позволяет заложить устойчивость показателя качества сложного технического объекта к различным вида шумовых воздействий на этапе проектирования.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Дубровин В.И., Табунщик Г.В. Офлайновые методы управления качеством // Радіоелектроніка, Інформатіка, Управління. - 1999. - № 1. -С. 120-123.
2. Маркова Е.В., Лисенков А.Н. Комбинаторные планы в задачах многофакторного эксперимента. -М.: Наука, 1976. - 345 с.
3. Дрейпер Н., Смит Г. Прикландой регрессионный анализ: В 2х книгах, Кн.1. - М.: Финансы и статистика, 1986. - 366 с.
4. Dubrovin V., Tabunshchik G. Design Model of Compound Technical Object under Noise Influence // Proceedings of International Conference TCSET'2002. Lviv-Slavsko (Ukraine). - 2002. - P. 72-73.
5. Дубровин В.И., Табунщик Г.В. Проектирование качества: допусковый анализ // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. - 2000. - № 1. -С. 149-152.
6. Дубровин В.И., Табунщик Г.В. Информационные технологии проектирования допусков с учетом шумовых воздействий // Матеріали Міжнародної конференції з управління "Автоматика-2002" в2-х т. - Т.2. - Донецьк. - 2002. - С. 107-108.

Надійшла 2.03.04
Після доробки 26.03.04

Розглянутий метод робастного планування експерименту та особливості обробки результатів. Наведено реалізацію даного методу при проектуванні номінальних значень на параметри виробів (процесів) та при призначенні допустимих відхилень на параметри, що проектуються

Robust experimental design and data analysis method modification are considered in the article. Usage of this method in parameter and tolerance design is described by the author.

УДК 681.31

В.А. Филатов, В.Е. Кучеренко

О МОДЕЛЯХ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ИЕРАРХИИ СЕТЕЙ ВЫСОКОГО УРОВНЯ

В статье рассматриваются особенности управления иерархией взаимосвязанных задач на основе модифицированных предикатных и Е-сетей в реальном масштабе времени. Определены условия маркирования метапозиций и выполнения метапереходов в условиях иерархии сетей. Разработана технология управления сетей с переменной структурой на основе модификации функции инцидентности. Приведены примеры практических реализаций.

ВВЕДЕНИЕ

В автоматизированных системах принятия решений и обработки информации, например, функционирующих в производственной области, в чрезвычайных ситуациях техногенного характера, возникает необходимость учета дополнительных факторов и данных, которые не предусмотрены системой при ее проектировании. К таким задачам можно отнести класс задач поиска ресурсов, для которых не выполняются условия поиска в основных источниках данных.

Эксперт может задействовать альтернативные средства или источники, которые могут находиться в дополнительном или резервном информационном фонде. В этом случае поставленная задача будет решена за счет увеличения времени, что снижает эффективность подхода. Естественно, что в автоматизированной системе принятия решений могут быть заложены и реализованы соответствующие алгоритмы, но это приведет к значительным затратам вычислительных и временных ресурсов [1,2]. Применение для этих целей имитационно-управляющих моделей дает принципиальные возможности управления, генерации и подключения подчиненных задач на основе иерархии сетей только в случае реальной необходимости. При этом нерациональные связи и решения исключаются из рассмотрения путем модификации структуры модели и решаемых задач. В настоящее время такие решения в практических реализациях отсутствуют или носят преимущественно постановочный характер, что и определяет актуальность разработки.

Целью проводимых исследований является определение средств и методов снижения затрат вычислительных и временных ресурсов в задачах обработки данных. Поставленная цель достигается путем моделирования взаимосвязанных задач в пространстве состояний на основе иерархии сетей.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть задана структура инструментальных средств принятия решений в виде некоторой совокупности последовательно-параллельно взаимодействующих задач $\{\Omega_\gamma\}, \gamma \in H$. В процессе их выполнения некоторое подмножество задач

$$\{\Omega_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_\alpha\}, \gamma_1 \in H_1, H_1 \subset H \qquad (1)$$

может быть выполнено с привлечением дополнительно подчиненных им задач

$$\{\Omega'_{\gamma_1}\}, \gamma_1 \in H_1, H_1 \subset H. \qquad (2)$$

Расширение подмножества задач $\{\Omega_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_\alpha\}$ на $\{\Omega'_{\gamma_1}\}, \gamma_1 \in H_1, H_1 \subset H$ может носить как постоянный, так и временный характер, что приводит к сложной, многоуровневой иерархии подзадач. Это, в свою очередь, ведет к дополнительным затратам вычислительных ресурсов. Задача проводимых исследований может быть сформулирована следующим образом: разработать эффективные процедуры динамического анализа и синтеза иерархии взаимосвязанных подзадач (1) и (2). Методы решения должны быть ориентированы на современные информационные технологии.

2 МЕТОДЫ РЕШЕНИЯ ПОСТАВЛЕННЫХ ЗАДАЧ

Перспективным направлением комплексного решения поставленных задач является моделирование взаимодействующих процессов моделями на основе расширений предикатных сетей Петри [3, 4] и оценочных *E*-сетей [5]. Достоинства такого подхода основаны на возможностях учета множества условий, определяемых предметной областью, и наличием механизмов управления пространством состояний и структурой сети [6].

Рассмотрим возможности управления пространством состояний и структурой сетей в условиях иерархии взаимодействующих задач. С этой целью введем понятие интерпретированных метапозиций $\{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$ и интерпретированных метапереходов $\{t_\beta^{(IM)}\}, \beta \in B$ сети S.

Определение 1. Интерпретированной метапозицией $p_\alpha^{(IM)} \in \{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$ сети n-ого уровня будем называть такую позицию $p_j \in P$, которая включает некоторую подчиненную сеть S' или ее фрагмент.

Определение 2. Интерпретированным метапереходом $t_\beta^{(IM)} \in \{t_\beta^{(IM)}\}, \beta \in B$ сети n-ого уровня будем называть такой переход $t_i \in T$, который включает некоторую подчиненную сеть S' или ее фрагмент.

Утверждение 1. Подчиненная сеть S' интерпретирует некоторое подмножество подчиненных задач (2). Доказательство утверждения следует из интерпретации позиций и переходов сетей [1, 2], а также иерархии представления моделируемых задач.

Следствие из утверждения 1. Запуск сети S' (маркирование входных позиций) осуществляется выполнением некоторого входного перехода $t_i \in T(I)$ позиции $p_\alpha^{(IM)} \in \{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$. Маркирование метапозиции $p_\alpha^{(IM)} \in \{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$ сети S определяется условием выполнения сети S'. Выполнение метаперехода $t_\beta^{(IM)} \in \in \{t_\beta^{(IM)}\}, \beta \in B$ сети S определяется условием выполнения сети S'.

На некотором иерархическом уровне из $S \cup S'$ часто возникает необходимость:

- генерации дополнительных переходов и позиций, что определяются логикой моделируемых процессов и являются разрешенными;
- генерации дополнительных входных и выходных связей для подмножества переходов, которые определяются логикой моделируемых процессов и являются разрешенными

$$I \supset I'', O \supset O''; \qquad (3)$$

- устранения входных и выходных связей для подмножества переходов, которые определяются логикой моделируемых процессов и являются нерациональными

$$I \supset I''', O \supset O'''. \qquad (4)$$

Таким образом, получаем реальную возможность управления структурой, пространством состояний сети и настройки ее на решение поставленных проблем.

3 ПОСТРОЕНИЕ ИЕРАРХИИ СЕТЕЙ ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ ПОДЗАДАЧ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Рассмотрим особенности построения сетей и управление динамикой моделирования процессов обработки данных с использованием модифицированных предикатных сетей и модифицированных E - сетей.

Модифицированные предикатные сети. Учитывая известные сложности при интерпретации и моделировании процессов обработки данных предикатными сетями [3, 4], признано целесообразным применение следующей модификации сетей:

$$S_{PR} = \langle P, T, F, A_\tau, C, \{V_s\}, K, M_0 \rangle, \qquad (5)$$

где P - множество позиций; T - множество переходов; F - функция инцидентностей позиций и переходов; C - функция цвета маркера; A_t - параметр времени, отнесенный ко всем компонентам сети: P, T, F, M_0; V_s - условие выполнения переходов $t_k \in T, k \in K$, отнесенных к компонентам сети: $V_{p_k 1}$ - условие выполнения $t_k \in T$, $k \in K$, отнесенное к его входным позициям; $V_{p_k 0}$ - условие выполнения $t_k \in T, k \in K$, отнесенное к его выходным позициям; V_{t_k} - условие выполнения $t_k \in T, k \in K$, отнесенное непосредственно к этому переходу; V_{Mp_l} - условие выполнения $t_k \in T, k \in K$, отнесенное к маркированию ему инцидентных позиций, $l \in L$; V_f - условие выполнения $t_k \in T, k \in K$, отнесенное к его входным и выходным дугам инцидентных позиций; K - емкость маркеров в позициях с учетом C; M_0 - вектор начальной маркировки.

Условие выполнения перехода V_s включает также такие свойства, как надежность, сложность, стоимость, степень достоверности конкретного события.

Анализ возможных решений показал, что для сети (5), в задачах моделирования процессов подчиненных задач на основе сетей S' удобно применение интерпретированной метапозиции $p_\alpha^{(IM)} \in \{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$. Это определяется тем, что собственно позиции в (5) интерпретируют условия выполнения действий моделируемых событий, а также определяют пространство состояний модели.

Пусть существует множество решаемых задач $\{\Omega_\alpha\}$, $\alpha \in A$, представленных сетью S_{PR} (5), некоторое подмножество из которых (1), представлено подсетью S'. В связи с этим рассмотрим возможные пути их функционирования для следующих случаев.

Утверждение 2. Если результатом выполнения сети S' будет маркирование метапозиции $p_\alpha^{(IM)} \in \{p_\alpha^{(IM)}\}$, $\alpha \in A$, которой принадлежит эта сеть, то указанная метапозиция $p_\alpha^{(IM)} \in \{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$ является одновременно входной и выходной для сети, моделирующей подчиненные задачи. Доказательство утверждения основано на интерпретации множества подчиненных задач и определении метапозиции.

Утверждение 3. Если результатом выполнения сети S' будет маркирование другой метапозиции $p'^{(IM)}_\alpha \in \in \{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$, которой не принадлежит эта сеть, то метапозиция $p_\alpha^{(IM)} \in \{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$ является входной, а метапозиция $p'^{(IM)}_\alpha \in \{p_\alpha^{(IM)}\}, \alpha \in A$ принадлежит к множеству выходных позиций сети S', моделирующей подчиненные задачи.

Доказательство утверждения основано на интерпретации множества подчиненных задач и определении метапозиции.

Следствие из утверждения 3. Из утверждений 2, 3 непосредственно следует необходимость задания приоритетов выполнения выходных переходов метапозиции. Естественно, что переходы сети (5) по умолчанию имеют приоритет, что определяется условием V_s сети S_{PR}. Условие $V_{p_k 1}$ определяет приоритет перехода сети S'.

Следует учесть, что в практических реализациях имеет место как ситуация, определяемая утверждением 2, так и ситуация, определяемая утверждением 3. Это требует построения результирующей сети с учетом положений следствия 4 и использования расширенного толкования приоритетности выполнения переходов сетей S и S'.

Модифицированные E-сети. Существующие ограничения E - сетей не позволяют их эффективное использование в практических приложениях [5]. В связи с этим предлагается следующее развитие E-сетей:

$$E^{(m)} = \langle P, T, I(T), O(T), Q, \Theta, M_0 \rangle , \qquad (6)$$

где P- конечное множество позиций; T- конечное множество переходов; $I(T)$, $O(TM)$ - соответственно связи входных и выходных позиций переходов T; Q- конечное множество вычислительных процедур, которые управляют выполнением переходов и исключают конфликты на переходах сети; Θ - конечное множество условий выполнения компонент сети, пространства состояний сети и процедур перехода, которые управляют сменой цвета (атрибутов) маркера, определяют приоритеты входных и выходных позиций перехода, функцию времени Ac выполнения переходов; M_0 - вектор начальной маркировки E - сети.

Анализ возможных решений показал, что для сети (6), в задачах моделирования процессов подчиненных задач на основе сетей S' рационально применение интерпретированной метапозиции $p'^{(IM)}_{\alpha} \in \{p^{(IM)}_{\alpha}\}, \alpha \in A$ и интерпретированного метаперехода $t^{(IM)}_{\beta} \in \{t^{(IM)}_{\beta}\}, \beta \in B$.

В связи с этим рассмотрим следующие ситуации.

Утверждение 4. Пусть фрагмент сети (6) содержит некоторое подмножество инцидентных переходов A и позиций P, причем $P \supset B, P \supset \{Rc\}, \{Rc\} = \varnothing$, где B- множество периферийных позиций, $\{Rc\}$- множество вычислительных позиций, управляющего выполнением некоторых переходов из T. Тогда для фрагмента сети (6) в задачах моделирования процессов подчиненных задач на основе сетей S' необходимо применение интерпретированной метапозиции $p'^{(IM)}_{\alpha} \in \{p^{(IM)}_{\alpha}\}, \alpha \in A$.

Доказательство утверждения 4, по аналогии с модифицированной вычислительных позиций, управляющего выполнением некоторых переходов из T.

Из рассмотренного выше следует: для фрагмента сети (6) в задачах моделирования на основе сетей S' необходимо применение интерпретированной метапозиции $p'^{(IM)}_{\alpha} \in \{p^{(IM)}_{\alpha}\}, \alpha \in A$ предикатной сети, основанной на том, что собственно позиции в данном фрагменте для случая $\{Rc\} = \varnothing$, интерпретируют условия выполнения действий моделируемых событий, а их маркирование определяет пространство состояний сети.

Следствие из утверждения 4. С учетом положений утверждения 4 отметим, что для рассматриваемого случая справедливы положения утверждений 2 и 3, а также следствий 4 и 5. Это позволяет на единой методологической основе решать некоторый комплекс задач по моделированию процессов обработки данных как модифицированными предикатными сетями, так и модифицированными E-сетями.

Рассмотрим случай, когда сеть или фрагмент сети (6) содержит некоторое подмножество инцидентных переходов T и позиций P, причём $\{Rc\} \neq \varnothing$ и для моделирования подчиненных задач $\{\Omega'_{\gamma_1}\}, \gamma_1 \in H_1, H_1 \subset H$ предложена сеть S'.

Утверждение 5. Пусть фрагмент сети (6) содержит некоторое подмножество инцидентных переходов T и позиций P, причем $P \supset B, P \supset \{Rc\}, \{Rc\} = \varnothing$, где B - множество периферийных позиций, $\{Rc\}$- множество вычислительных позиций, управляющих выполнением некоторых переходов из T. Тогда для фрагмента сети (6), в задачах моделирования процессов подчиненных задач на основе сетей S', необходимо применение в качестве перехода, для которого позиция Rc является входной, интерпретированного метаперехода $t^{(IM)}_{\beta} \in \{t^{(IM)}_{\beta}\}, \beta \in B$.

Доказательство утверждения 5 основано на свойствах и интерпретации перехода с входной позицией Rc. Действительно, согласно [5] переход, для которого $\{Rc\} \neq \varnothing$ и $(|P(I)| \vee |P(O)|) > 1$, интерпретирует соответственно или продолжение действий по окончанию, по крайней мере, одного из предыдущих или продолжение действий по логическому условию с исключением возможных конфликтов. Таким образом, указанный переход функционально представляет собой некоторую позицию, для которой существует или несколько входных переходов $|T(I)| > 1$ или несколько выходных переходов $|T(O)| > 1$, а это приводит к положениям утверждений 2 и 3.

Следствие из утверждения 5. С учетом положений утверждения 5 отметим, что для рассматриваемого случая не справедливы положения следствий 4 и 5, так как необходимо определить и уточнить дополнительные условия выполнения интерпретированного метаперехода $t^{(IM)}_{\beta} \in \{t^{(IM)}_{\beta}\}, \beta \in B$ и маркирования позиции $Rc \in \{Rc\}$.

Утверждение 6. Если для интерпретированного метаперехода $t^{(IM)}_{\beta} \in \{t^{(IM)}_{\beta}\}, \beta \in B$ условие его выполнения Θ_t не удовлетворено условием Θ_p маркирования его входной или выходной позиции, то в позицию $Rc \in \{Rc\}$ для этого перехода вносится метка $M(Rc)_S = 1$, определяющая запуск сети S'. Справедливость утверждения 6 становится очевидной, если принять во внимание определение и интерпретацию позиции $Rc \in \{Rc\}$.

Утверждение 7. Если результатом выполнения сети S' будет маркирование ее выходной позиции из B, инцидентной рассматриваемому интерпретированному метапереходу $t^{(IM)}_{\beta} \in \{t^{(IM)}_{\beta}\}, \beta \in B$, то она определяет его разрешение и запуск. Доказательство утверждения основано на интерпретации множества подчиненных задач и определении метаперехода.

При выполнении условий утверждения 7 реализуется механизм извлечения из позиции $Rc \in \{Rc\}$ метки $M(Rc)_S = 1$ с цветом запуска S', что определяет функционирование сети S согласно логике моделируемых задач.

4 УПРАВЛЕНИЕ СТРУКТУРОЙ СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ФУНКЦИИ ИНЦИДЕНТНОСТИ

В процессе моделирования и выполнения некоторых действий из $\{\Omega_\gamma\}, \gamma \in H$ возникают ситуации, когда некоторое подмножество действий или задач $\{\Omega_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_\gamma\}, \gamma_1 \in H_1$ не могут быть реализованы средствами, моделируемыми сетью S. В этом случае возможны следующие ситуации:

а) задачи из $\{\Omega_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_\gamma\}, \gamma_1 \in H_1$ могут быть реализованы генерацией дополнительных связей согласно (3);

б) задачи из $\{\Omega_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_\gamma\}, \gamma_1 \in H_1$ могут быть реализованы устранением некоторых связей согласно (4);

в) задачи из $\{\Omega_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_\gamma\}, \gamma_1 \in H_1$ могут быть реализованы генерацией дополнительно переходов и позиций сети, а также связей согласно (3) и устранением запрещенных связей согласно (4);

г) задачи из $\{\Omega_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_\gamma\}, \gamma_1 \in H_1$ не могут быть реализованы указанными способами.

Модифицированные предикатные сети. Генерация дополнительных связей, позиций и переходов осуществляется с учетом интерпретации компонент модели, условия V_s, цвета C маркера в некоторой позиции. Удаление нерациональных (запрещенных) связей, позиций и переходов осуществляется с учетом интерпретации компонент модели, условия V_s, цвета C маркера в некоторой позиции.

Генерация связей из F в (5) осуществляется на основе разрешенных связей (3), обеспечивающих устойчивое решение поставленных задач в заданном пространстве состояний. Исключение из F в (5) запрещенных связей (4) осуществляется на основе нерациональных (запрещенных) связей (4), которые не обеспечивают устойчивое решение поставленных задач в заданном пространстве состояний.

Для случая г) возникает необходимость реализации задач $\{\Omega_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_\gamma\}, \gamma_1 \in H_1$, что решается путем генерации сети S'. Состав и размерность сети S' определяется комплексом решаемых подчиненных задач на основе интерпретации компонент сети S_{PR}. Это положение следует непосредственно из того, что множество задач (1) моделируется на единой методологической основе средствами сети (5).

Результаты могут быть распространены и на некоторую иерархию модифицированных предикатных сетей S' с учетом их особенностей и необходимости генерации метапозиций.

Модифицированные E-сети. Генерация дополнительных связей, позиций и переходов осуществляется с учетом интерпретации компонент модели, множества вычислительных процедур Q, множества условий выполнения компонент сети, пространства состояний сети и процедур перехода.

Генерация связей из F в (6) осуществляется на основе разрешенных связей (3), обеспечивающих устойчивое решение поставленных задач в заданном пространстве состояний. Исключение из F в (6) запрещенных связей (4) осуществляется на основе нерациональных (запрещенных) связей (4), которые не обеспечивают устойчивое решение поставленных задач в заданном пространстве состояний.

Для случая г) возникает необходимость реализации задач $\{\Omega'_{\gamma_1}\} \subset \{\Omega_{\gamma_1}\}, \gamma_1 \in H_1$, что решается путем генерации сети S'. Состав и размерность сети S' определяется комплексом решаемых подчиненных задач на основе интерпретации компонент сети $E^{(m)}$. Это положение следует непосредственно из того, что множество задач (1) необходимо моделируется на единой методологической основе средствами сети (6).

Полученные результаты могут быть, по аналогии с модифицированными предикатными сетями, распространены и на некоторую иерархию модифицированных E-сетей S' с учетом их особенностей и необходимости генерации метапозиций и метапереходов.

5 ПРАКТИЧЕСКИЕ ПРИЛОЖЕНИЯ

Рассмотрим задачи, наиболее часто встречающиеся в системах поддержки принятия решений.

Задача 1. Ресурс типа A_1 обеспечен информационной поддержкой и хранится в файлах баз данных, например .dbf, $B_{11}, B_{12} \ldots B_{1n}, n \in N$, где N- количество баз данных. Условие поиска для рассматриваемого фрагмента системы принятия решений формулируется следующим образом: определить заданное количество ресурса типа $A_1 = A_1^*$, на множестве $\{B_{11}, B_{12} \ldots B_{1n}\}, n \in N$. Поиск решения осуществляется двумя типами действий - на первом шаге ПОИСК по базе данных B_1, если условие не выполняется, осуществляется ОБЪЕДИНЕНИЕ баз данных $B_1 + B_2$ и поиск повторяется. Процедура поиска и объединения баз данных может осуществляться в терминах структурированного языка запросов SQL, с использованием опций SELECT и INSERT.

Например: Select sum([A1]), from b1.dbf; Insert into b1...Select b2....From b2.

Представим фрагмент рассмотренной выше задачи в виде модифицированной предикатной сети Петри S (рис.1). Множество позиций $\{p_0, p_1\}$ интерпретируют соответственно входное и выходное условие выполнения действия, что представлено на сети переходом t_0, множество позиций $\{p_1, p_2\}$ интерпретируют соответственно входное и выходное условие выполнения действия t_1. Вектор начальной маркировки $M_0 = (1, 0, 0)$ определяет начальное пространство состояний сети.

Описание основных ограничений, представленных на рис.1. $V_{p_k 1}$- входное условие выполнения перехода $t_1 \in T, k \in K$, $V_{p_k 0}$- выходное условие выполнения перехода t_1. Если входное условие выполнения перехода t_1 не удовлетворено: $V_{p_k 1} \neq V_{t_k}$, то для данного перехода $t_1 \in T, k \in K$ генерируется подчиненная сеть S', где позиция p_1 является метапозицией. На рис.2 представлена расширенная сеть $S \cup S'$. Вектор начальной маркировки $M_0 = (1, 0, 0, 0, 0)$ определяет начальное пространство состояний сети.

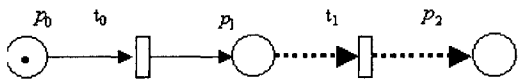


Рисунок 1 - Сеть Петри S

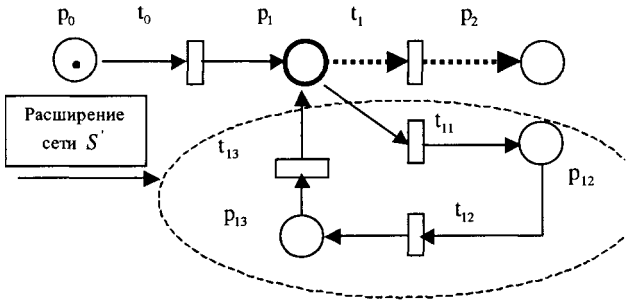


Рисунок 2 - Сеть Петри S с расширением S'

Для решения задачи Select sum([A1]), from b1.dbf средствами сети S' моделируется и подзадача Insert into b1...Select b2....From b2. Маркирование позиции p_{13} и выполнение перехода t_{13} маркирует метапозицию p_1, что запускает выполнение сети S. Если искомое решение не выполнимо средствами $S \cup S'$, то осуществляем иерархию задач на основе поиска решений из множества $\{B_{11}, B_{12} \ldots B_{1n}\}, n \in N$ путем объединения баз данных $B_1 + B_2$ и расширения сети S'.

Рассмотрим модификацию задачи 1.

Задача 2. Ресурс типа A_1 обеспечен информационной поддержкой и хранится в файлах двух систем баз данных, например .dbf: $B_{11}, B_{12} \ldots B_{1n_1}$, $n_1 \in N_1, N_1 \in N$; $B_{21}, B_{22} \ldots B_{2n_2}, n_2 \in N_2, N_2 \in N$, где N - количество баз данных. Условие поиска для рассматриваемого фрагмента системы принятия решений по аналогии с условием задачи 1, формулируется следующим образом: определить заданное количество ресурса типа $A_1 = A^*$, на множествах $\{B_{11}, B_{12} \ldots B_{1n_1}\}, n_1 \in N_1$ и $\{B_{21}, B_{22} \ldots B_{2n_2}\}, n_2 \in N_2$.

Поиск решения осуществляется для двух систем баз данных двумя типами действий - на первом шаге ПОИСК по базе данных B_1, если условие не выполняется, осуществляется ОБЪЕДИНЕНИЕ баз данных $B_1 + B_2$ и поиск повторяется. Процедура поиска и объединения баз данных может осуществляться в терминах структурированного языка запросов SQL, с использованием опций SELECT и INSERT. Искомое решение определяется путем оптимального выбора из существующих решений, удовлетворяющих условию обеспечения ресурса типа $A_1 = A_1^*$ и некоторым дополнительным ограничениям.

Представим фрагмент рассмотренной выше задачи в виде модифицированной E-сети S (рис. 3). Множества позиций $\{p_{20}, p_{21}\}$, интерпретируют входное и выходное условие выполнения действий, что представлены переходами $\{t_{10}, t_{20}\}$; множества позиций $\{p_{11}, p_{12}\}$, $\{p_{21}, p_{22}\}$ интерпретируют, соответственно, входное и выходное условие выполнения действий, представленных переходами t_{11}, t_{21} для каждой из подсетей S_1, S_2.

Позиция R управляет выбором из альтернативных решений S_1 или S_2 и исключает возможные конфликты. Вектор начальной маркировки M_0=(1, 0, 0, 1, 0, 0, ($M(Rc)$= 0or1), 0) определяет начальное пространство состояний сети.

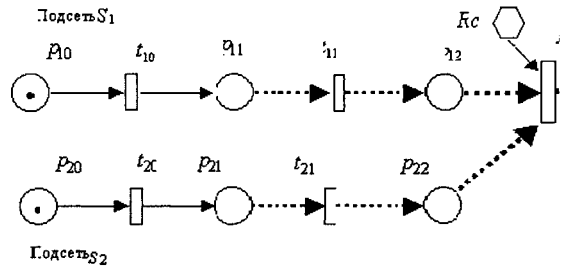


Рисунок 3 - E-сеть S

Рассмотрим случай генерации подчиненной сети S' для подсети S_1. На рис.4 представлена расширенная сеть, где позиция p_{11} является метапозицией.

Вектор начальной маркировки определяет начальное пространство состояний сети. Согласно (6), введем входные условия выполнения соответственно переходов $t_{11} \in T, k \in K, t_{21} \in T, k \in K - \Theta_{P11}, \Theta_{P21}$. Если входное условие Θ_{PkI} выполнения перехода не удовлетворено: $\Theta_{PkI} \neq \Theta_{t_k}$, то для данного перехода из $t_{11} \in T$, $k \in K, t_{21} \in T, k \in K$ генерируется подчиненная сеть S'.

С целью решения задачи средствами сети S' моделируется и реализуется процедура Insert into b1...Select b2....From b2. Маркирование позиции p_{13} и выполнение перехода t_{13} маркирует метапозицию p_{11}, что запускает выполнение сети S. Если искомое решение не выполнимо средствами $S \cup S'$, то оно может быть реализовано средствами, которые моделируются подсетью S_2, или на основе иерархии задач путем поиска решений из множеств $B_{11}, B_{12} \ldots B_{1n_1}, n_1 \in N_1, N_1 \in N$; $B_{21}, B_{22} \ldots B_{2n_2}, n_2 \in N_2, N_2 \in N$ объединением баз данных $B_1 + B_2$ и расширения сети S'.

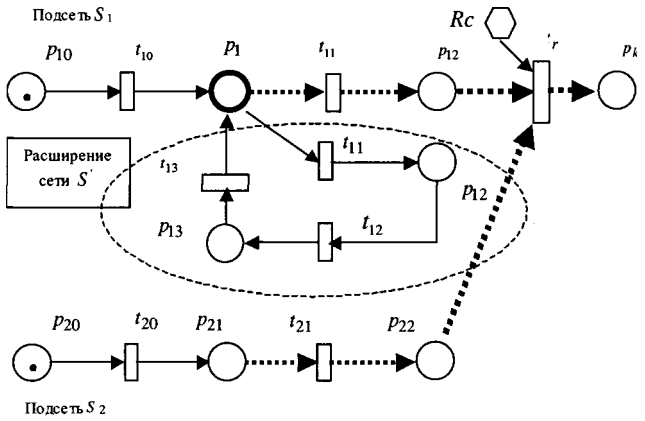


Рисунок 4 - E-сеть с расширением S'

ВЫВОДЫ

В статье сформулирована и обоснована постановка задачи синтеза динамических структур взаимосвязанных задач с использованием иерархии сетей. Рассмотрены особенности управления пространством состояний и структурой модифицированных предикатных и *E*-сетей в условиях иерархии взаимодействующих задач. Впервые введены и обоснованы интерпретированные метапозиции и интерпретированные метапереходы иерархической сти, что позволяет реализовать иерархию сетей и моделей на их основе и повысить их эффективность.

Определены условия маркирования метапозиций и выполнения метапереходов в условиях иерархии сетей, управления структурой сетей на основе модификации функции инцидентности. Это позволяет реализовать алгоритмы управления пространством состояний и структурой модели в практических приложениях с целью минимизации ресурсов и решения прикладных задач.

Полученные результаты могут быть распространены и на некоторую иерархию сетей подчиненных сетей с учетом их особенностей и необходимости генерации метапозиций и метапереходов. Практическая значимость полученных научных результатов состоит в следующем:

- ф[illegible]ии [illegible]ии [illegible]и использованию иерархии сетей в задачах моделирования и управления ресурсами процессов обработки данных;
- научные положения работы могут быть использованы в системах принятия решений, функционирующих в условиях неопределенности;
- разработанный подход позволяет снизить вычислительные ресурсы информационных систем за счет рационального подключения подчиненных задач, определения устойчивых связей и исключения из рассмотрения нерациональных и неудовлетворительных решений.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Уотермэн Д. Руководство по экспертным системам: Пер. с англ. - М.: Мир, 1989. - 388 с.
2. Дмитриев А.К., Мальцев П.А. Основы теории построения и контроля сложных систем. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд - ние, 1988. - 192 с.
3. Rokyta P., Fengler W., Hummel T. Electronic system design automation using high level Petri nets // Workshop for Hardware Design and Petri Nets, Lisboa, June 22 - 26, 1998. - 1998. - P. 129 - 138.
4. Слепцов А.И. Автоматизация проектирования управляющих систем гибких автоматизированных производств / Под ред. Б.Н. Малиновского. - К.: Техніка, 1986. - 110 с.
5. Управление ГПС: модели и алгоритмы / Под общ. ред. С.В. Емельянова. - М.: Машиностроение, 1987. - 368 с.
6. Мурата Т. Сети Петри: Свойства, анализ, приложения // ТИИЭР, 1989. - 77. - № 4. - С. 41 - 85.

Надійшла 26.03.04

У статті розглядаються особливості керування ієрархією взаємозалежних задач на основі модифікованих предикатних мереж і Е-мереж у реальному масштабі часу. Визначено умови маркірування метапозицій і виконання метапереходів в умовах ієрархії взаємозалежних мереж. Розроблено технологію керування мереж із змінною структурою на основі модифікації функції інцідентності.

The paper deals with the problem of control of information resources by means of software agent technology. Taking dynamic properties of the controled objects into account, an approach to the construction of behaviour model based on modified Petri nets. The offered models can be used for development the systems for administration of information resources in the allocated computing systems. The given example illustrates the offered approach.

УДК 519.713:681.326

И.В. Хаханова, И.А. Побеженко, А.В. Киященко, А.Н. Парфентий

ДЕДУКТИВНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЕФЕКТОВ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Предлагается быстродействующий дедуктивно-параллельный метод обратного моделирования неисправностей, использующий процедуру суперпозиции решений, ориентированный на обработку цифровых проектов большой размерности вентильного и регистрового уровней описания. Представляются структуры данных и алгоритмы для реализации метода в составе автоматической системы генерации тестов.

1 ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы определяется необходимостью значительного повышения быстродействия средств моделирования и генерации тестов для структурно- и функционально-сложных цифровых систем, имплементированных в кристаллы программируемой логики. Су-

ществующие автоматические системы тестирования известных фирм: Cadence, Mentor Graphics, Synopsys, Logic Vision способны обрабатывать устройства на кристаллах размерностью порядка 100 тыс. вентилей за несколько часов (временные затраты относятся к рабочим станциям с частотой и оперативной памятью в 0,5 ГГц и 0,5 Гбайт соответственно). Тем не менее, данные средства синтеза тестов и моделирования неисправностей могут быть неприемлемыми по времени обработки чипов, насчитывающих несколько миллионов вентилей. Поэтому рынку электронных технологий необходимы новые подходы, позволяющие на порядок повысить быстродействие анализа цифровых устройств на стадии их проектирования в целях построения тестов проверки неисправностей. Один из них, решающий проблему создания быстродействующего метода моделирования одиночных константных дефектов для оценки качества тестов проверки неисправностей проектируемых цифровых изделий на основе программируемой логики, предлагается в данной работе.

Объект тестирования - цифровая система, имплементируемая в кристаллы программируемой логики, спецификация которой представлена на языке VHDL.

Цель исследования - разработка быстродействующего метода моделирования одиночных константных неисправностей для оценки качества синтезируемых тестов цифровых систем, имплементируемых в ПЛИС, содержащих миллионы вентилей.

Задачи исследования: 1. Создание обобщенной модели дедуктивно-параллельного анализа цифровой схемы. 2. Разработка внутренней модели и структур данных для анализа цифрового устройства. 3. Разработка алгоритмов структурно-функционального анализа цифровых систем в целях поиска множества сходящихся разветвлений (СР) и определения схемных древовидных структур (ДС). 4. Разработка метода моделирования неисправностей, основанного на раздельной обработке СР и ДС. 5. Алгоритмическая реализация моделирования на основе реконфигурирования модели устройства в процессе анализа неисправностей и применения процедур обратного прослеживания в целях существенного уменьшения времени оценки качества тестов.

Основу ОДП-метода (Backtraced Deductive-Parallel) - обратное дедуктивно-параллельное моделирование неисправностей - составляют: методы повышения быстродействия анализа неисправностей [1-3], дедуктивная модель транспортирования неисправностей [4,5], параллельный метод обработки списков дефектов функционального элемента [4,6] и алгоритм обратного прослеживания примитивов [7] при обработке цифрового устройства.

2 ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ ДЕДУКТИВНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОГО АНАЛИЗА НЕИСПРАВНОСТЕЙ

Модель дедуктивно-параллельного синхронного анализа неисправностей дискретного объекта позволяет за одну итерацию обработки схемы вычислять все дефекты, проверяемые на двоичном тест-векторе. Такая модель основана на решении следующего уравнения [3,4]

$$L = T \oplus F \ , \qquad (1)$$

где $F = (F_{m+1}, F_{m+2}, ..., F_i, ...F_n)(i = \overline{m+1, n})$ - совокупность функций исправного поведения устройства; m - число его входов; $Y_i = F_i(X_{i1}, ..., X_{ij}, ..., X_{in_i})$ - n_i -входовой i-й элемент схемы, реализующий F_i для определения состояния линии (выхода) Y_i на тест-векторе T_t; где X_{ij} j-й вход i-го элемента; тест $T = (T_1, T_2, ..., T_t, ..., T_k)$ - упорядоченная совокупность двоичных векторов, доопределенная в процессе исправного моделирования на множестве входных, внутренних и выходных линий, объединенная в матрицу

$$T = [T_{ti}] = \begin{bmatrix} T_{11}, T_{12}, ..., T_{1i}, ..., T_{1n} \\ ..... \\ T_{t1}, T_{t2}, ..., T_{ti}, ..., T_{tn} \\ ..... \\ T_{k1}, T_{k2}, ..., T_{ki}, ..., T_{kn} \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

невходная координата которой определяется моделированием функции $T_{ti} = Y_i = F_i(X_{i1}, ..., X_{ij}, ..., X_{in_i})$ на тест-векторе T_t ; $L = (L_1, L_2, ..., L_t, ..., L_k)$ - множество дедуктивных схем или моделей, определяемых выражением (1), где $L_t = (L_{t1}, L_{t2}, ..., L_{ti}, ..., L_{tn})$;

$$L_{ti} = T_t \oplus F_i \qquad (3)$$

- дедуктивная функция (ДФ) параллельного моделирования неисправностей на тест-векторе T_t, соответствующая исправному элементу F_i, которая дает возможность вычислять список входных неисправностей, транспортируемых на выход элемента F_i [8].

Понятие синхронности введенной модели (1) определяется условием: $\Delta t = (t_{j+1} - t_j) >> \tau >> \tau_i$, когда интервал времени между сменой входных наборов $(t_{j+1} - t_j)$, подаваемых на схему, намного больше максимальной задержки схемы τ и элемента τ_i. Это позволяет исключить время как несущественный параметр [8], что используется в технологиях моделирования и синтеза тестов.

В общем случае, когда функция устройства представлена таблицей истинности, применение формулы (1) позволяет получить для заданного тест-вектора T_t таблицу транспортирования неисправностей, по которой можно записать ДФ моделирования дефектов. Примеры получения таких функций представлены в следующем виде (первое слагаемое - тест-вектор, второе и результат - таблицы истинности и транспортирования дефектов)

Здесь дедуктивные функции L_1, L_2 записаны в виде дизъюнктивной нормальной формы по конституентам единицы таблиц транспортирования дефектов.

X_1	X_2	Y_1
0	1	0

$\oplus$

X_1	X_2	Y_1
0	0	0
0	1	0
1	0	1
1	1	1

$=$

X_1	X_2	L_1
0	1	0
0	0	0
1	1	1
1	0	1

$L_1 = X_1X_2 \vee X_1\overline{X}_2;$

X_1	X_2	Y_2
1	1	1

$\oplus$

X_1	X_2	Y_2
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$=$

X_1	X_2	L_2
1	1	1
1	0	1
0	1	1
0	0	0

$L_2 = X_1X_2 \vee X_1\overline{X}_2 \vee \overline{X}_1X_2.$

С учетом разбиения теста на составляющие векторы уравнение (1) получения ДФ для $T_t \in T$ принимает следующий вид: $L_t = T_t \oplus F$. Если функциональное описание цифрового устройства представлено компонентами (примитивами), формирующими состояния всех линий схемы, то в качестве формулы преобразования исправной модели примитива F_i на тест-векторе T_t в дедуктивную функцию L_{ti} выступает выражение

$$L_{ti} = T_t \oplus F_i = f_{ti}[(X_{i1} \oplus T_{t1}),(X_{i2} \oplus T_{t2}),... \\ ...,(X_{ij} \oplus T_{tj}),...,(X_{in_i} \oplus T_{tn_i})] \oplus T_{ti}, \quad (4)$$

которое является основой дедуктивного анализа цифровых проектов [3, 6].

В целях описания алгоритма анализа дефектов на основе выражения (4) вводятся следующие определения.

Определение 1. Вектор проверяемых на тест-векторе $T_t \in T$ нулевых (единичных) дефектов $S^0 = (S_1^0,...,S_i^0,..., ...,S_n^0)$ $(S^1 = (S_1^1,...,S_i^1,...,S_n^1))$ есть упорядоченное в соответствии с нумерацией линий схемы множество одиночных константных неисправностей, где единичное значение координаты вектора $S_i^0 = 1; (S_i^1 = 1)$ свидетельствует о проверке дефекта $\equiv 0 (\equiv 1)$ линии с номером i на текущем входном наборе $T_t \in T$ и непроверке этой неисправности в противном случае, когда $S_i^0 = 0; (S_i^1 = 0)$.

Определение 2. Вектор проверенных на тесте T нулевых (единичных) дефектов $D^0 = (D_1^0,...,D_i^0,...,D_n^0)$ $(D^1 = (D_1^1,...,D_i^1,...,D_n^1))$ есть упорядоченное в соответствии с нумерацией линий схемы множество одиночных константных неисправностей, где единичное значение координаты вектора $D_i^0 = 1; (D_i^1 = 1)$ свидетельствует о проверке дефекта $\equiv 0 (\equiv 1)$ линии с номером i на хотя бы одном наборе $T_t \in T$ и непроверке этой неисправности в противном случае, когда $D_i^0 = 0; (D_i^1 = 0)$.

Определение 3. Матрица проверяемых на тест-векторе $T_t \in T$ дефектов $M = [M_{ij}]$, размерностью $n \times n$, есть форма задания списка одиночных константных неисправностей, где ее координаты первоначально инициируются в соответствии с выражением

$$[M_{ij}]\big|_{(i,j=\overline{1,n})} = \begin{cases} 0 \leftarrow (i \neq j); \\ 1 \leftarrow (i = j). \end{cases} \quad (5)$$

В процессе моделирования тест-вектора нулевые координаты матрицы могут доопределяться единицами $M_{ij}=1$, что соответствует проверке неисправностей, инверсных состояниям координат тест-вектора $T_{ti} \in T_t$.

Определение 4. Линия называется невходной $\overline{X}$, если она является выходной Y или внутренней Z, т.е. не относится к внешним входам X схемы. Невходная линия является выходной Y, если она соединена с выходным контактом схемы.

С учетом введенных определений практическая реализация выражения (4) оформляется в следующий алгоритм дедуктивно-параллельного анализа дефектов.

1. Определение начального значения индекса обрабатываемого тест-вектора t=0.

Инициализация векторов проверенных дефектов

$$\forall i(D_i^0 = 0; D_i^1 = 0).$$

2. Определение номера очередного входного набора t=t+1 для $T_t \in T$. Если входных наборов нет $(t > k)$ - конец моделирования.

3. Исправное моделирование всех примитивов $F_i(i = \overline{1,n})$ схемы на входном наборе $T_t^X \in T_t$ в целях доопределения невходных координат вектора $T_t^{\overline{X}} \in T_t$

$$T_t^{\overline{X}} = f(T_t^X, F). \quad (6)$$

Идентичность вектора исправного моделирования линий в двух соседних итерациях $T_t^r = T_t^{r-1}$ является условием перехода к следующему пункту.

Примечание. Для моделирования последовательностных схем и организации событийности используется анализ пары соседних векторов (T_{t-1}, T_t). Примитив $F_i(i = \overline{1,n})$ моделируется, если на линиях выполняется условие $[T_{t-1}^X(F_i) \neq T_t^X(F_i)]$ - наличие изменений на входах рассматриваемого элемента.

4. Инициализация матрицы проверяемых на тест-векторе дефектов $M = [M_{ij}]$ в соответствии с выражением $\forall i(S_i^0 = 0; S_i^1 = 0)$. (5). Инициализация векторов проверяемых дефектов $\forall i(S_i^0 = 0; S_i^1)$ Реконфигурирование всех примитивов $F_i(i = \overline{1,n})$ на основе применения формулы (4) для текущего вектора исправного состояния $T_t \in T$ в целях получения дедуктивной схемы $L_t \leftarrow \forall i(L_{ti} = T_t \otimes F_i)$.

5. Параллельное моделирование неисправностей с помощью полученных дедуктивных функций $L_{ti} \in L_t$

путем выполнения регистровых операций над строками матрицы проверяемых дефектов M в целях доопределения координат, соответствующих невходным линиям схемы.

6. Формирование векторов проверяемых дефектов путем применения формул

$$S^0 = (\underset{\forall i \in Y}{\vee} M_i) \wedge T_t;\ S^1 = (\underset{\forall i \in Y}{\vee} M_i) \wedge \overline{T}_t \qquad (7)$$

ко всем строкам матрицы, соответствующим выходным наблюдаемым линиям схемы.

7. При идентичности списков неисправностей в двух соседних итерациях $(S^0 \vee S^1)^{r-1} = (S^0 \vee S^1)^r$ (r - индекс итерации) определяется качество тест-вектора $T_t \in T$ по формуле

$$Q(T_t) = \frac{1}{2n}[\sum_{i=1}^{n}(S_i^0 + S_i^1)] \qquad (8)$$

и осуществляется переход к следующему пункту, иначе, если наблюдается исчезновение проверяемых неисправностей в итерации r по сравнению с r-1: $\exists i[(S_i^0 \vee S_i^1 = 1)^{r-1} \& (S_i^0 \vee S_i^1 = 0)^r]$, выполняется исключение таких дефектов из процесса моделирования по правилу

$$(S_i^0 = S_i^1 = 0) \leftarrow \forall i[(S_i^0 \vee S_i^1 = 1)^{r-1} \& (S_i^0 \vee S_i^1 = 0)^r]. \qquad (9)$$

Переход к п. 5.

8. Формирование векторов проверенных дефектов в соответствии с выражением

$$D^0 = D^0 \vee S^0,\ \ D^1 = D^1 \vee S^1 \qquad (10)$$

и вычисление качества теста по формуле

$$Q(T) = \frac{1}{2n}[\sum_{i=1}^{n}(D_i^0 + D_i^1)]. \qquad (11)$$

Переход к п. 2.

Предложенная алгоритмическая реализация ориентирована как на табличное описание примитивов произвольной сложности RTL-уровня, так и на вентильное представление цифровых систем. Быстродействие алгоритма практически инвариантно компилятивным и интерпретативным моделям цифровых устройств, однако чисто интерпретативная реализация является более технологичной с позиции программирования.

Пример 1. Получить дедуктивные функции параллельного моделирования неисправностей на исчерпывающем тесте для базиса логических элементов И, ИЛИ, НЕ. Используя выражение (4), выполним следующие очевидные преобразования

$$L[T = (00,01,10,11), F = (X_1 \wedge X_2)] =$$
$$= L\{(\bar{x}_1\bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee x_1\bar{x}_2 \vee x_1 x_2) \wedge$$
$$\wedge[(X_1 \oplus T_{t1} \wedge X_2 \oplus T_{t2}) \oplus T_{t3})]\} =$$
$$= (\bar{x}_1\bar{x}_2)\{[(X_1 \oplus 0) \wedge (X_2 \oplus 0)] \oplus 0\} \vee$$
$$\vee (\bar{x}_1 x_2)\{[(X_1 \oplus 0) \wedge (X_2 \oplus 1)] \oplus 0\} \vee$$
$$\vee (x_1\bar{x}_2)\{[(X_1 \oplus 1) \wedge (X_2 \oplus 0)] \oplus 0\} \vee$$
$$\vee (x_1 x_2)\{[(X_1 \oplus 1) \wedge (X_2 \oplus 1)] \oplus 1\} =$$
$$= (\bar{x}_1\bar{x}_2)(X_1 \wedge X_2) \vee (\bar{x}_1 x_2)(X_1 \wedge \overline{X}_2) \vee$$
$$\vee (x_1\bar{x}_2)(\overline{X}_1 \wedge X_2) \vee (x_1 x_2)(X_1 \vee X_2);$$

$$L[T = (00,01,10,11), F = (X_1 \vee X_2)] =$$
$$= L\{(\bar{x}_1\bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2 \vee x_1\bar{x}_2 \vee x_1 x_2) \wedge$$
$$\wedge[(X_1 \oplus T_{t1} \vee X_2 \oplus T_{t2}) \oplus T_{t3})]\} =$$
$$= (\bar{x}_1\bar{x}_2)\{[(X_1 \oplus 0) \vee (X_2 \oplus 0)] \oplus 0\} \vee$$
$$\vee (\bar{x}_1 x_2)\{[(X_1 \oplus 0) \vee (X_2 \oplus 1)] \oplus 1\} \vee$$
$$\vee (x_1\bar{x}_2)\{[(X_1 \oplus 1) \vee (X_2 \oplus 0)] \oplus 1\} \vee$$
$$\vee (x_1 x_2)\{[(X_1 \oplus 1) \vee (X_2 \oplus 1)] \oplus 1\} =$$
$$= (\bar{x}_1\bar{x}_2)(X_1 \vee X_2) \vee (\bar{x}_1 x_2)(\overline{X}_1 \wedge X_2) \vee$$
$$\vee (x_1\bar{x}_2)(X_1 \wedge \overline{X}_2) \vee (x_1 x_2)(X_1 \wedge X_2).$$

Здесь $T_t = (T_{t1}, T_{t2}, T_{t3}), (t = \overline{1,4})$ - тест-вектор, имеющий 3 координаты, где последняя определяет состояние выхода двухвходового элемента И (ИЛИ). В следующем преобразовании $T_t = (T_{t1}, T_{t2}), (t = \overline{1,2})$ - тест-вектор, имеющий 2 координаты, где последняя - состояние выхода инвертора

$$L[T = (0,1), F = \overline{X}_1] =$$
$$= L\{(\bar{x}_1 \vee x_1)[(\overline{X_1 \oplus T_{t1}}) \oplus T_{t2}]\} =$$
$$= \bar{x}_1[(\overline{X_1 \oplus 0}) \oplus 1] \vee x_1[(\overline{X_1 \oplus 1}) \oplus 0] =$$
$$= \bar{x}_1 \overline{\overline{X}_1} \vee x_1 \overline{\overline{X}_1} = \bar{x}_1 X_1 \vee x_1 X_1.$$

Последнее выражение иллюстрирует инвариантность инверсии ко входному набору для транспортирования дефектов. Она трансформируется в повторитель. Поэтому данная функция не фигурирует на выходах дедуктивных элементов. Совместная аппаратурная реализация ДФ для оставшихся двухвходовых элементов И, ИЛИ на исчерпывающем тесте представлена универсальным функциональным примитивом (рис.1), который может служить примером дедуктивно-параллельного анализа неисправностей.

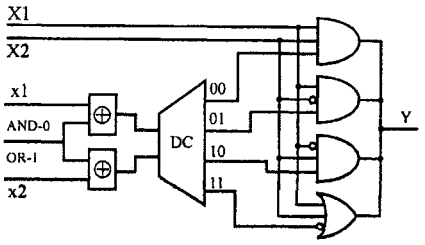


Рисунок 1 - Симулятор неисправностей

В симуляторе представлены булевы ($x1$,$x2$) и регистровые ($X1$,$X2$) для кодирования неисправностей входы, переменная выбора типа исправной функции (AND, OR), выходная регистровая переменная Y. Состояния

двоичных входов $x1$, $x2$ и переменная выбора элемента определяют одну из четырех дедуктивных функций для получения вектора Y проверяемых неисправностей. Для иллюстрации параллельного моделирования входных 4-разрядных векторов неисправностей в целях получения на выходе Y множества проверяемых дефектов для логических элементов 2И, 2ИЛИ используется следующая таблица

And / Or	x_1x_2	X_1	X_2	Y
0	00	0111	1011	0011
1	00	0111	1011	1111
0	11	0101	0110	0111
1	11	1101	0111	0101

Применение такого симулятора дает возможность трансформировать вентильную модель F исправного поведения схемы в дедуктивную L, которая инвариантна в смысле универсальности тестовым наборам и не предполагает в процессе моделирования использовать модель F. Поэтому симулятор, как аппаратурная модель ДФ, ориентирован на создание встроенных средств дедуктивно-параллельного моделирования, повышающих быстродействие анализа в 10 - 1000 раз по сравнению с программной реализацией. Но при этом соотношение объемов вентильных (после синтеза) моделей исправного моделирования и анализа неисправностей составляет 1:10. Подход аппаратурного анализа неисправностей направлен на расширение функциональных возможностей встроенных средств исправного моделирования (HES^{TM} - Hardware Embedded Simulator) фирмы Aldec [9].

3 ВНУТРЕННЯЯ МОДЕЛЬ АНАЛИЗА ЦИФРОВОГО УСТРОЙСТВА

В соответствии с п.3 алгоритма дедуктивно-параллельного анализа необходимо иметь внутреннюю модель исправного поведения схемы в виде соответствующих структур данных, размещаемых в оперативной памяти и ориентированных на обработку элемента цифрового устройства (рис.2).

Прежде всего речь идет о процедуре определения состояния координаты тест-вектора $T_{ti} \in T$

$$T_{ti} = F_i(X_{i1},...,X_{ij},...,X_{in_i}) \qquad (12)$$

соответствующей выходу Y_i логического элемента его F_i (F_i^c - двоичный код или идентификатор) по его входным значениям, представленным вектором $X_i = (X_{i1},...,...,X_{ij},...,X_{in_i})$, при условии, что F_T есть таблица истинности совокупности булевых функций для описания элементов схемы, входной набор для которой формируется конкатенацией слов $(F_i^c * X_i)$. С учетом данного факта выражение (12) трансформируется к виду

$$T_{ti} = F_T(F_i^c X_i). \qquad (13)$$

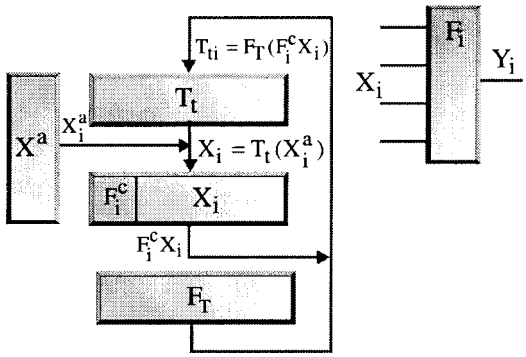


Рисунок 2 - Структурная модель анализа элемента

Иначе, чтобы определить состояние координаты $T_{ti} \in T$, необходимо сформировать двоичный вектор значений входных переменных $X_i = T_t(X_i^a); X_{ij} = T_t(X_{ij}^a)$ элемента F_i, используя их адреса $X_i^a = (X_{i1}^a,...,...,X_{ij}^a,...,X_{in_i}^a)$ для извлечения состояний из вектора T_t (см. рис.2). Затем следует выполнить конкатенацию полученного вектора X_i с двоичным кодом типа функции F_i^c в целях получения входного слова $(F_i^c X_i)$ для обобщенной таблицы истин-ности F_T, где в столбце Y_i, соответствующем значению функции F_i, находится состояние координаты $T_{ti} \in T$.

Модель дедуктивно-параллельного анализа неисправностей, кроме структуры, участвующей в исправном моделировании, содержит два дополнительных модуля M и L, как показано на рис. 3.

Аналитическое выражение для вычисления векторов проверяемых неисправностей, объединенных в матрицу M, с помощью набора дедуктивных функций L, полученных из F по (4), имеет вид

$$M_i = L(F_i^c X_i, M_i^x). \qquad (14)$$

Здесь моделируется подмножество векторов неисправностей $M_i^x = M(X_i^a) = \{M(X_{i1}^a),...,M(X_{ij}^a),...,M(X_{in_i}^a)\}$, соответствующих адресам входных переменных $X_i^a \in X^a$ i-го элемента на дедуктивной функции $L(F_i^c X_i) \in L$, идентифицируемой конкатенируемым адресом $(F_i^c X_i)$ и реализуемой компилятивно для параллельного выполнения регистровых операций над векторами из M_i^x.

Таким образом, для определения состояния выходного вектора неисправностей M_i необходимо найти адрес дедуктивной функции L_i, используя полученную для исправного моделирования конкатенацию двоичных слов $F_i^c X_i$. Входные переменные для элемента L_i являются регистровыми, теоретическая размерность которых равна числу линий в цифровом устройстве. Далее осуществляется последовательное выполнение $(n\text{-}1)$ регистровых операций над входными векторами M_i^x. Результат в виде строки M_i заносится в матрицу M. Входная пере-

менная X_{ij} может иметь знак инверсии. Тогда перед выполнением бинарной операции осуществляется инверсия содержимого регистровой переменной

$$M(\overline{X}_{ij}) = \overline{M}(X_{ij}^{a}) .$$

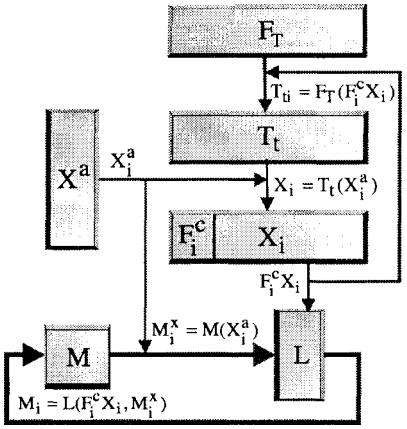


Рисунок 3 - Модель дедуктивно-параллельного анализа

В качестве примера рассмотрим обобщенную таблицу истинности для определения состояния исправного поведения и выбора двоичного адреса дедуктивного функционального элемента анализа неисправностей

I	F_i	x_1x_2	Y_i	L_{ti}
	00	00	0	00
	00	01	0	01
	00	10	0	10
	00	11	1	11
∨	01	00	0	11
	01	01	1	10
	01	10	1	01
	01	11	1	00

I	F_i	x_1x_2	Y_i	L_{ti}
—	10	00	1	00
	10	01	1	01
	10	10	1	10
	10	11	0	11
$\overline{\vee}$	11	00	1	11
	11	01	0	10
	11	10	0	01
	11	11	0	00

Здесь столбец F_i - код исправной функции, I - условное обозначение, $(x1,x2)$ - двоичные входные наборы таблицы истинности каждой из четырех функций, Y_i - столбец состояния выхода исправной функции, L_{ti} - код адреса одной из четырех компилятивных дедуктивных функций, определенных в соответствии с (3)

$$L = \begin{cases} 00 \to X_1 \wedge X_2; \\ 01 \to X_1 \wedge \overline{X_2}; \\ 10 \to \overline{X_1} \wedge X_2; \\ 11 \to X_1 \vee X_2. \end{cases}$$

Вычислительная сложность обработки цифровой схемы, состоящей из n двухвходовых вентилей, определяется выражением

$$Q = [(2K + A) + A + (2n\tau)/W] =$$
$$= [2(K + A) + (2n\tau)/W] \times n,$$

где K - время, затрачиваемое на конкатенацию битов для получения адреса состояния выхода примитива; A - время выборки содержимого ячейки (бита) по его адресу; τ - время выполнения регистровой операции (AND, OR, NOT); W - разрядность регистра.

Если учесть, что первое слагаемое $2(K+A)$ является несравненно малым по сравнению со вторым, то вычислительная сложность обработки цифрового устройства пропорциональна квадрату числа вентилей

$$Q = (2n^2\tau)/W. \qquad (15)$$

4 ДЕДУКТИВНЫЙ МЕТОД СТРУКТУРНОГО АНАЛИЗА

Рассмотрим некоторую текущую вершину $V_j \in V$ в ориентированном графе G линий схемы. По отношению к смежным вершинам-предшественникам, которые являются прообразами $f^{-1}(V_j)$, упомянутая вершина $V_j \in V$ является образом (рис.4), где $f^{-1}(\ldots)$ - оператор взятия прообраза.

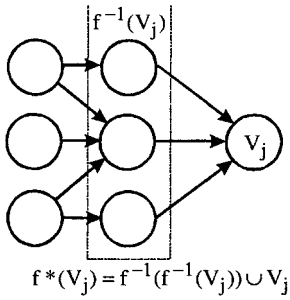


Рисунок 4 - Смежность как соответствие прообразов образу

Для иллюстрации возможности применения дедуктивного метода к структурному анализу выполним преобразование графа в ИЛИ-модель по правилам: 1) вершины, содержащие только исходящие дуги, становятся внешними входами схемы; 2) остальные вершины представлены ИЛИ-элементами, а точнее их выходами; 3) дуги графа соответствуют функциональным связям между смежными вершинами.

Таким образом, вершина графа преобразуется в линию ИЛИ-структуры, где число входов в каждом элементе равно количеству смежных вершин-предшест-венников. Например, граф, имеющий 9 вершин (рис.5), преобразуется в схему из 6 элементов с тремя внешними входами.

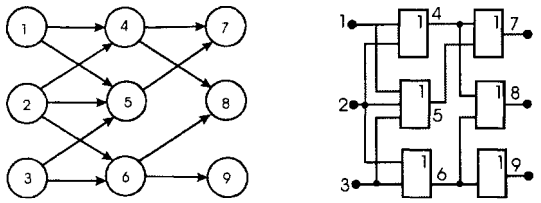


Рисунок 5 - Граф со сходящимися разветвлениями

Определение 5. Каждая вершина бесконтурного графа имеет единственное объединение ее образа и суперпозиции прообразов

$$f^*(V_j) = f^{-1}(f^{-1}(\ldots(f^{-1}(V_j)))) \cup V_j, \qquad (16)$$

которое называется экстраобразом. Иначе, экстраобраз есть множество всех предшественников для V_j, включая и вершину V_j.

Утверждение 1. Все вершины (линии), входящие в контур, имеют одинаковые экстраобразы.

Это является следствием таких фактов: 1) все линии, принадлежащие контуру, достижимы по отношению друг к другу; 2) каждая линия, входящая в контур, имеет в качестве предшественника любую вершину, от которой существует путь к одной из контурных линий. Отсюда следует, что все вершины $V_j \in V$, принадлежащие контуру, имеют одинаковые экстраобразы [10].

Сходящемуся разветвлению могут предшествовать линии, которые не являются таковыми, но проявляются на вершине-схождении как СР. Пример таких линий есть вершины, составляющие путь без ветвлений, заканчивающийся на линии СР.

Утверждение 2. Для того чтобы устранить всех предшественников сходящегося разветвления, входящих в множество V^j кандидатов в СР для вершины V_j, но не являющихся СР, необходимо и достаточно вычесть из множества V^j объединение пересечений всех пар сочетаний $C^2_{n_j}$ экстраобразов $f^*(f^{-1}(V_j))$ для непосредственных предшественников вершины V_j, где n_j - число предшественников.

Процедура дедуктивного анализа. Если граф - ориентированный, без контуров глобальных обратных связей, то стратегия поиска сходящихся разветвлений сводится к одноразовому проходу всех его вершин на основе процедуры дедуктивной обработки $V_j \in V$, включающей операции

$$1)\ V^j = \bigcup_{C^2_{n_j}} \left[f^*(f_p^{-1}(V_j)) \bigcap_{\substack{p=i \\ q=\overline{i+1,n_j} \\ i=\overline{1,n_j-1}}} f^*(f_q^{-1}(V_j)) \right];$$

$$2)\ V^j = V^j \setminus \bigcup_{C^2_{m_j}} \left[f^*(V_p^j) \bigcap_{\substack{p=i \\ q=\overline{i+1,m_j} \\ i=\overline{1,m_j-1}}} f^*(V_q^j) \right]; \qquad (17)$$

$$3)\ V^j = \left[\bigcup_{i=1}^{n_j} f^*(f_i^{-1}(V_j)) \cup V_j \right] \setminus V_j;$$

где $f^*(f_i^{-1}(V_j))$ - экстраобразы прообразов $f^{-1}(V_j)$, число которых для вершины V_j равно n_j.

Первое уравнение предназначено для определения сходящихся разветвлений путем выполнения операции объединения пересечений всех пар экстраобразов для прообразов анализируемой вершины, число которых равно количеству сочетаний - $C^2_{n_j}$; второе - для исключения из списка СР вершин, не являющихся таковыми в соответствии с утверждением 2. Здесь $f^*(V_i^j)$ - экстраобраз вершины, включенной в список кандидатов в СР при анализе $V_j \in V$, число которых равно m_j. Третье уравнение предназначено для формирования экстраобраза обрабатываемой вершины $V_j \in V$.

Пример 2. Для графа (см. рис. 5) последовательная обработка всех вершин по правилам (17) представлена результатами вычислений

$V^1 = \varnothing;\ V_1 = \{1\};$

$V^2 = \varnothing;\ V_2 = \{2\};$

$V^3 = \varnothing;\ V_3 = \{3\};$

$V^4 = (V_1 \cap V_2);\ V_4 = \{1, 2, 4\};$

$V^5 = (V_1 \cap V_2) \cup (V_1 \cap V_3) \cup (V_2 \cap V_3) = \varnothing;$

$V_5 = \{1, 2, 3, 5\};$

$V^6 = (V_2 \cap V_3) = \varnothing;\ V_6 = \{2, 3, 6\};$

$V^7 = (V_4 \cap V_5) = \{1, 2\};$

$V_7 = \{1, 2, 3, 4, 5, 7\} \setminus \{1, 2\} = \{3, 4, 5, 7\};$

$V^8 = (V_4 \cap V_6) = \{2\};$

$V_8 = \{1, 2, 3, 4, 6, 8\} \setminus \{2\} = \{1, 3, 4, 6, 8\};$

$V^9 = \varnothing;\ V_9 = \{2, 3, 6, 9\}.$

Объединение всех подмножеств

$$V^{RC} = \bigcup_{j=1} V^j$$

дает полное множество сходящихся развтвлений V^{RC} графа цифровой структуры. Для данного примера

$$V^{RC} = V^1 \cup V^2 \cup V^3 \cup V^4 \cup V^5 \cup V^6 \cup V^7 V^8 \cup V^9 =$$
$$= \varnothing \cup \varnothing \cup \varnothing \cup \varnothing \cup \varnothing \cup \varnothing \cup \{1, 2\} \cup \{2\} \cup \varnothing = \{1, 2$$

Учитывая тот факт, что линии, уже определенные как сходящиеся разветвления, являются избыточными для дальнейшего анализа структуры, их можно исключать из списков при обработке каждой вершины. Однако множество СР, определяемое в процесе обработки, необходимо накапливать в составе отдельного подмножества V^{RC}. С учетом сказанного возникает необходимость модифицикации системы уравнений (17). В этом случае формулы процедуры дедуктивного анализа вершин графа цифровой схемы принимают вид

$$1)\ V^j = \bigcup_{C^2_{n_j}} \left[f^*(f_p^{-1}(V_j)) \bigcap_{\substack{p=i \\ q=\overline{i+1,n_j} \\ i=\overline{1,n_j-1}}} f^*(f_q^{-1}(V_j)) \right];$$

$$2)\ V^j = V^j \setminus \bigcup_{C^2_{m_j}} \left[\bigcap_{\substack{p=i \\ q=\overline{i+1,m_j} \\ i=\overline{1,m_j-1}}} f*(V^j_p)\ f^*(V^j_q) \right]; \quad (18)$$

$$3)\ V^{RC} = V^{RC} \cup V^j;$$

$$4)\ V^j = \left[\bigcup_{i=1}^{n_j} f^*(f_i^{-1}(V_j)) \cup V_j \right] \setminus V^{RC}.$$

Отличие процедуры (18) от (17) заключается в накоплении множества СР и его вычитании из списков предшественников для каждой вершины. Выражение (18) следует использовать для уменьшения мощности прообразов обрабатываемой вершины, которое будет тем существенней, чем выше коэффициенты разветвления у линий предшественников, уже отнесенных к списку V^{RC}.

5 МЕТОД ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ДЕДУКТИВНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ГРАФОВЫХ СТРУКТУР

В качестве идентификатора V_j выступает уже вектор $V_j \in V$, имеющий в j-й позиции значение 1. Тогда совокупность векторов, обозначающих все множество вершин в графе, представлена единичной матрицей

$$V = \|V_{ij}\|_{(i,j=\overline{1,n})};\ V_{ij} = \begin{cases} 1 \leftarrow i = j; \\ 1 \leftarrow i \neq j. \end{cases}$$

Учитывая изоморфизм булевой алгебры и алгебры множеств, выполним преобразование выражения (17) в формулы алгебры логики

$$1)\ V^j = \bigvee_{C^2_{n_j}} \left[\bigwedge_{\substack{p=i \\ q=\overline{i+1,n_j} \\ i=\overline{1,n_j-1}}} f^*(f_p^{-1}(V_j))\ f^*(f_q^{-1}(V_j)) \right];$$

$$2)\ V^j = V^j \wedge \neg \left\{ \bigvee_{C^2_{n_j}} \left[\bigwedge_{\substack{p=i \\ q=\overline{i+1,m_j} \\ i=\overline{1,m_j-1}}} f^*(V^j_p)\ f^*(V^j_q) \right] \right\}; \quad (19)$$

$$3)\ V^j = \left[\bigvee_{i=1}^{n_j} f^*((f_i^{-1}(V_j)) \vee V_j) \right] \wedge V^{-j},$$

где операции конъюнкции и дизъюнкции выполняются над соответствующими векторами матрицы V.

Аналогичные преобразования над (18) дают результат

$$1)\ V^j = \bigvee_{C^2_{n_j}} \left[\bigwedge_{\substack{p=i \\ q=\overline{i+1,n_j} \\ i=\overline{1,n_j-1}}} f^*(f_p^{-1}(V_j))\ f^*(f_q^{-1}(V_j)) \right];$$

$$2)\ V^j = V^j \wedge \neg \left\{ \bigvee_{C^2_{n_j}} \left[\bigwedge_{\substack{p=i \\ q=\overline{i+1,m_j} \\ i=\overline{1,m_j-1}}} f^*(V^j_p)\ f^*(V^j_q) \right] \right\}; \quad (20)$$

$$3)\ V^{RC} = V^{RC} \vee V^j;$$

$$4)\ V^j = \left[\bigvee_{i=1}^{n_j} (f^*(f_i^{-1}(V_j)) \vee V_j) \right] \wedge V^{-RC}.$$

Преимущества использования формул (19) и (20) в программном препроцессоре моделирования заключаются в параллельности выполнения операций над вершинами графа, что позволяет в десятки и сотни раз повысить быстродействие процедуры анализа для вершин, имеющих большое число предшественников, за счет увеличения памяти, необходимой для хранения матрицы идентификаторов вершин, и исключения операций над элементами множества. При этом время, затрачиваемое на поиск СР при работе препроцессора, практически не отличается от времени моделирования дефектов на входном наборе дедуктивным или параллельным методом.

Пример 3. Покажем применение формул (20) для нахождения множества сходящихся разветвлений графа (см. рис.5).

1. Первоначальное задание матрицы V0

V^0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	1	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	1	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	1	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	1	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	1	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	1

и инициализация вектора сходящихся разветвлений

V^{RC}	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	0	0	0	0	0	0	0	0	0

2. Последовательная обработка вершин, заданных строками матрицы, в соответствии со структурой графа формирует результирующую матрицу V^1

V^0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0	0	0	0	0
3	0	0	1	0	0	0	0	0	0
4	1	1	0	1	0	0	0	0	0
5	1	1	1	0	1	0	0	0	0
6	0	1	1	0	0	1	0	0	0
7	0	0	1	1	1	0	1	0	0
8	1	0	1	1	0	1	0	1	0
9	0	1	1	0	0	1	0	0	1

3. Накопление СР в процессе обработки вершин приводит к окончательному результату в виде вектора V^{RC}

V^{RC}	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	1	1	0	0	0	0	0	0	0

где значение 1 свидетельствует о принадлежности линии к подмножеству сходящихся разветвлений.

6 СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ ЦИФРОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ СХЕМ

Особенность структурного анализа последовательностных схем связана с получением идентичных списков экстраобразов для каждой вершины, входящей в контур, здесь и далее, локальной (формирующей элемент памяти) обратной связи. На примере схемы триггера (рис.6.), имеющего три обратные связи, рассмотрим процедуру идентификации СР.

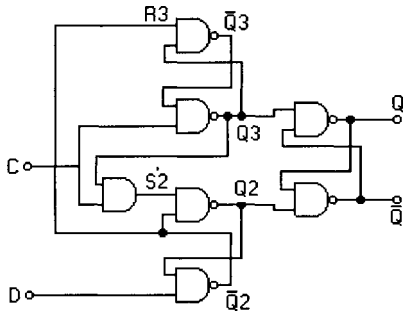


Рисунок 6 - Пример триггерной структуры

Графовая модель триггерной структуры, представленная на рис. 7, содержит 9 линий, среди которых - 3 сходящихся разветвления (C, $Q3$, $Q2$) и 6 линий, охваченных обратными связями ($Q3, \overline{Q}3, Q2, \overline{Q}2, Q, Q$).

В соответствии с утверждением 1 критерий поиска СР по наличию одинаковых экстраобразов для более, чем одной вершины графа на фоне линий, охваченных контурами обратных связей, здесь не работает.

Проблема заключается в том, что контурные линии могут быть сходящимися разветвлениями. Следующее определение дает возможность идентифицировать СР для цифровых схем с контурами.

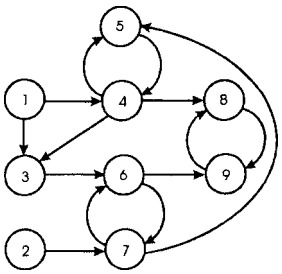


Рисунок 7 - Граф триггерной структуры: 1-C, 2-D, 3-S2, 4-Q3, 5-$\overline{Q}$3, 6-Q2, 7-$\overline{Q}$2, 8-Q, 9-$\overline{Q}$

Определение 6. Линия, принадлежащая контуру обратной связи, является СР, если она имеет более одной исходящей дуги, а также схождение на линии, не принадлежащей данному контуру.

Для структуры, представленной на рис.8, сходящимися разветвлениями являются линии (3,4), входящие в контур и имеющие схождение на линиях 5 и 6, не принадлежащих к контуру, образованному линиями 3 и 4.

Что касается ранее рассмотренного графа (см. рис.7), то здесь в качестве СР выступают вершины C, $Q3$, $Q2$, которые удовлетворяют требованиям определения 6.

Если в схеме присутствуют глобальные обратные связи, то перед выполнением процедуры поиска СР необходимо сделать их псевдоразрыв, например по алгоритму, приведенному в [8], а затем применить описанные выше модели идентификации СР.

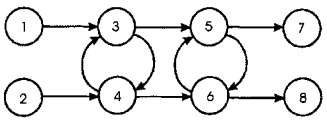


Рисунок 8 - Граф с контурами

7 ОДП-МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕИСПРАВНОСТЕЙ

Предложенная интерпретативно-компилятивная модель дедуктивно-параллельного анализа неисправностей и исправного поведения является базовой для ОДП-метода и гарантирует нахождение решения в виде множества всех дефектов, проверяемых на тест-векторе за время, пропорциональное квадрату числа линий c. Для снижения вычислительной сложности решения данной задачи предлагается стратегия моделирования входного набора, представленная на рис.9.

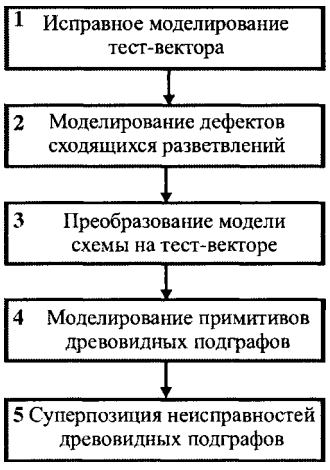


Рисунок 9 - Стратегия ОДП-метода моделирования

Основная идея повышения быстродействия моделирования неисправностей связана с преобразованием СР в псевдовыходы в целях последующего применения процедуры суперпозиции для древовидных структур и их необработки в случае фиксации непроверяемости линий сходящихся разветвлений.

Программная реализация ОДП-метода моделирования неисправностей цифрового устройства состоит из двух основных компонентов: препроцессора предварительного структурного анализа и собственно алгоритма моделирования тест-вектора.

Препроцессор структурного анализа модели схемы осуществляет поиск СР в схеме цифрового устройства. Вычислительная сложность данной процедуры $Q_r=n_2$ но она является разовой и выполняется на стадии предварительного анализа, поэтому практически не влияет на быстродействие моделирования входных наборов в целом. Здесь осуществляется определение двоичного вектора линий сходящихся разветвлений (с помощью одного из рассмотренных выше методов структурного анализа): $R = (R_1, R_2, ..., R_i, ..., R_n)$,

$$R_i = \begin{cases} 1 \leftarrow R_i \in R^{RC}; \\ 0 \leftarrow R_i \notin R^{RC}, \end{cases}$$

относительно которого реализуется процедура дедуктивно-параллельного анализа неисправностей.

Алгоритм моделирования тест-вектора ориентирован на формирование списка проверяемых дефектов и состоит из следующих пунктов.

1. Фаза исправного моделирования цифровой схемы. Предназначена для определения реакции всех невходных линий устройства на входной набор $T_t \in T = [T_{ti}]$. В соответствии с определением 4 тест-строка матрицы исправного поведения T может быть представлена как $T_t = (T_t^X, T_t^Z, T_t^Y)$. Аналогично задается вектор проверяемых неисправностей $S = (S^X, S^Z, S^Y)$, который определяется каждый раз заново для очередной анализируемой строки T_t.

2. Моделирование неисправностей линий сходящихся разветвлений на тест-векторе и модификация схемной структуры путем преобразования СР в псевдовыходы цифрового устройства. Для этого выполняется инициализация вектора проверяемых неисправностей схемы $S = (S_i^X = 0, S_i^Z = 0, S_i^Y = 1)$. Единичное значение координаты вектора $S_i = 1$ является индикатором проверки одиночной неисправности, инверсной двоичному исправному состоянию линии T_{ti}.

Затем, в соответствии с (5), выполняется генерирование исходных дефектов линий сходящихся разветвлений схемы, оформленных в матрицу $M = [M_{ij}]$, но уже размерностью $r \times n$, где r - количество СР.

Моделирование дефектов линий сходящихся разветвлений $R^1 \subseteq R = (R^1 = \{R_1^1, R_0^1\}, R^0)$ (R^1, R_1^1, R_0^1, R^0 - СР, проверяемые и непроверяемые СР, линии, не относящиеся к СР соответственно) осуществляется параллельным методом обработки матрицы M на дедуктивной модели устройства, соответствующей тест-вектору Tt. Использование метода ориентировано на обработку дефектов СР, число которых в реальных проектах составляет не более 20%. Здесь также можно использовать дедуктивный метод моделирования СР, поскольку предельный список неисправностей для схемы ограничен числом r.

3. Декомпозиция модели схемы на основе результатов анализа дефектов сходящихся разветвлений. Выполняется вычисление линий подграфов схемы, моделирование неисправностей которых на тест-векторе не должно проводиться вследствие существования формального доказательства их непроверяемости. Другими словами, из процесса моделирования исключаются экстраобразы - древовидные подграфы с корневыми вершинами (сходящимися разветвлениями), неисправности которых не проверяются

$$R = R \setminus f^*(R_0^1).$$

Полученные структуры R являются древовидными фрагментами цифрового устройства, корректными для выполнения суперпозиции решений - векторов проверяемых на тест-векторе неисправностей примитивов.

4. Моделирование неисправностей оставшихся линий, дополняющих сходящиеся разветвления, проверяемые и непроверяемые: $R_1^1 \cup R_0^1$, и подграфы с непроверяемыми корневыми вершинами $f^*(R_0^1)$ до полного множества $R = R \setminus [R_1^1 \cup R_0^1 \cup f^*(R_0^1)]$. При этом анализ собственных дефектов каждого примитива выполняется путем применения дедуктивно-параллельного алгоритма к матрице проверяемых дефектов, но не схемы, а рассматриваемого элемента. Такой анализ можно провести и дедуктивно, используя собственные входные списки проверяемых неисправностей каждого логического элемента.

5. Выполнение процедуры суперпозиции векторов проверяемых неисправностей примитивов на скорректированной модели цифрового устройства. Упомянутая процедура сводится к дизъюнкции вектора проверяемых входных дефектов i-го примитива

$$S^i = (S_1^i, S_2^i, ..., S_j^i, ..., S_{n_i}^i)$$

и вектора S проверяемых неисправностей схемы при условии, что на линии, соответствующей выходу i-го элемента, имеется единичное значение $S_i = 1$

$$S(X_{ij}^a) = S(X_{ij}^a) \bigvee_{j=1}^{n_i - 1} S_j^i \leftarrow S_i = 1, \qquad (21)$$

где $X_i^a = (X_{i1}^a, ..., X_{ij}^a, ..., X_{i(n_i-1)}^a)$ - вектор номеров входных линий i-го примитива.

В масштабе всей схемы суперпозиция сводится к последовательному объединению векторов проверяемых дефектов для примитивов, выходные линии которых являются предшественниками для внешних выходов и проверяемых на входном наборе сходящихся разветвлений - псевдовыходов. Иначе, моделирование дефектов выполняется только относительно выходных наблюдаемых линий схемы, дополненных разветвлениями, неисправности которых обнаруживаются на тест-векторе T_t: $R^Y = R^Y \cup R_1^1$, где R^Y - выходные линии схемы, дополняемые разветвлениями R_1^1 с проверяемыми неисправностями.

Пример 4. Иллюстрирует процедуру обратной суперпозиции для древовидной схемы, представленной на рис. 10, где в скобках приведены исправные состояния линий.

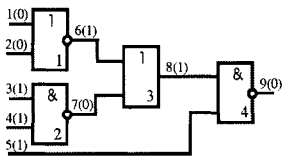


Рисунок 10 - Древовидная схема

Векторы проверяемых на выходах неисправностей примитивов представлены первыми четырьмя строками (координаты задают: 0 (1) - проверка константы нуля (единицы), точка - пустое множество проверяемых дефектов на линии) следующей таблицы

1 2 3 4 5 6 7 8 9	$S = S \cup S^i \leftarrow S_i \cap S_i^i \neq \varnothing$
. . . . 0 . . 0 1	S^4
. . . . . 0 . 0 .	S^3
. . 0 0 . . 1 . .	S^2
1 1 . . . 0 . . .	S^1
. . . . 0 0 . 0 1	$S = S^4 \cup S^3 \leftarrow S_8^4 \cap S_8^3 = 0$
. . . . 0 0 . 0 1	$S = S \leftarrow S_7 \cap S_7^2 = \varnothing$
1 1 . . 0 0 . 0 1	$S = S \cup S^1 \leftarrow S^6 \cap S_6^1 = 0$

Строки обрабатываются в соответствии с выражением

$$S = S \cup S^i \leftarrow S_i \cap S_i^i \neq \varnothing, \qquad (22)$$

которое является упрощенной записью равенства (21), где $S(S^i)$ - трехзначный вектор проверяемых дефектов (ри). Су р ищ , пересечение двух векторов по линии связи двух соответствующих примитивов не равно пустому множеству. При этом число операций суперпозиции - $(n\text{-}1)$, где n - количество элементов в схеме. Результат в виде вектора проверяемых на наборе 00111 дефектов представлен последней строкой упомянутой таблицы.

8 ОЦЕНКА БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОДП-МЕТОДА

В качестве примера реконфигурации выступает схема, приведенная на рис. 11, где линии 15, 17, 19 есть СР, которые сходятся на элементах с выходами 22, 24, 28. В результате применения алгоритма их поиска схема модифицируется в четыре древовидные структуры, определяемые подграфами с корневыми вершинами, являющимися выходами или псевдовыходами схемы (рис.12).

Моделирование неисправностей такой схемы с помощью обратной суперпозиции требует уже линейных затрат памяти и времени в функции от числа линий и квадратичных затрат для обработки сходящихся разветвлений: $Q = (r^2 / W) + 2n + n(1 - r/n)$, где r^2 / W - вр я ирования н справностей r с ящ ся разветвлений; $2n = n_r + n_p$, $n_r = n$ - время реконфигурирования примитивов схемы на входном наборе; $n_p = n$ - время поиска подграфов линий, соответствующих непроверяемым сходящимся разветвлениям; $n(1 - 3r)$ - время выполнения процедуры суперпозиции на множестве линий схемы без сходящихся разветвлений и предшественников для непроверяемых СР.

Таким образом, выигрыш в быстродействии предложенного метода тем больше, чем меньше сходящихся разветвлений в схеме цифрового устройства.

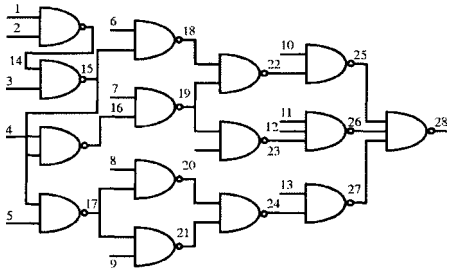


Рисунок 11 - Схема с разветвлениями

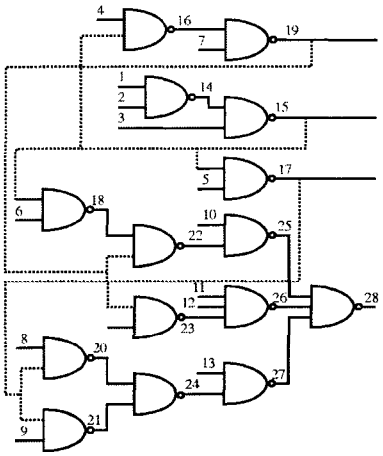


Рисунок 12 - Древовидные фрагменты схемы

9 ТОПОЛОГИЧЕСКИЙ ОДП-МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ

Проведем модификацию процедуры суперпозиции, в сторону обратного прослеживания дефектов на топологии схемы. Использованию процедуры обратной суперпозиции или обратного прослеживания в общем случае препятствует невозможность выполнения одномерной активизации, которая может быть проиллюстрирована двумя вариантами некорректности, представленными следующим примером.

Пример 5. Выполним анализ схем (рис. 13) в целях определения множества проверяемых дефектов на заданных тест-векторах с помощью процедуры обратной суперпозиции.

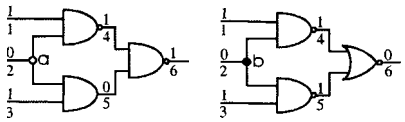


Рисунок 13 - Ложная проверка и непроверка дефектов

Для обеих схем активизация неисправностей на линиях a и b дает некорректные результаты их проверки.

В левой схеме константная неисправность 2^1 ложно проверяется на одномерном пути 2-5-6 с помощью проце-

ISSN 1607-3274 "Радіоелектроніка. Інформатика. Управління" №1, 2004

дуры обратного прослеживания. Однако при этом не учитывается тот факт, что данный дефект изменяет состояние линии 4 с 1 на 0, что создает условия запрета транспортирования неисправности на выход схемы. Поэтому неисправность на линии a - 2^1 является ложнопроверяемой на наборе (101) при рассмотрении ее транспортирования по одномерному пути активизации.

Правая схема является примером альтернативной ситуации - к выходу 6 нет одномерного пути транспортирования дефектов с внешних входов и, в частности, от линии *b*. Тем не менее, неисправность на упомянутой линии - 2^1 проверяется, поскольку ее присутствие создает кратный дефект на линиях 4 и 5, который изменяет состояние выходной линии схемы.

В обоих случаях имеется существенная некорректность, которая не позволяет использовать только идею одномерности при отслеживании пути транспортирования неисправностей от выходов ко входам схемы.

Однако учитывая, что некорректность связана исключительно с одномерной активизацией неисправностей сходящихся разветвлений, необходимо сначала выполнить только их обработку, а затем исключить из рассмотрения, сделав структуру схемы древовидной и пригодной для одномерного обратного прослеживания. Естественно, для этого на стадии предварительного анализа (блок P, рис.14) следует выполнить дополнительную процедуру определения всех сходящихся разветвлений.

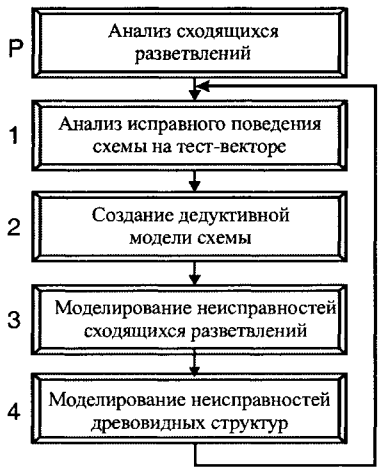


Рисунок 14 - Алгоритм топологического моделирования

Поскольку далее будет рассматриваться анализ неисправностей в привязке к топологиии схемы цифрового устройства, то естественным представляется назвать алгоритм анализа топологическим. Таким образом, топологический с обратным прослеживанием дедуктивно-параллельный алгоритм (ТОДП) моделирования цифровых систем (см.рис. 14) можно представить шагами:

1. Анализ исправного поведения цифрового устройства на заданном входном наборе.

2. Преобразование схемы на текущем тест-векторе в дедуктивную модель.

3. Моделирование неисправностей СР сходящихся разветвлений по дедуктивной модели схемы.

4. Обратное прослеживание проверяемых неисправностей примитивов по ДС дедуктивной модели.

П. 3 ориентирован на обработку только сходящихся разветвлений, количество которых значительно меньше остальных линий; п.4 - на моделирование неисправностей линий, относящихся к древовидным подграфам. Теоретическим обоснованием применения последнего пункта является доказательство следующих теорем и формулировка следствий из них.

Лемма. Сходящиеся разветвления $R_i^1 \in R^1$ в комбинационной схеме являются причиной появления кратных дефектов на входах примитивов.

Доказательство. Пусть комбинационная схема не имеет сходящихся разветвлений. В этом случае она представлена древовидной структурой. Тогда пересечение подграфов-предшественников (экстраобразов) для любых входов примитивного элемента равно пустому множеству

$$f^*(X_i) \cap f^*(X_j) = \varnothing \,. \qquad (23)$$

Это справедливо для примитивов первого уровня, где входы элементов являются входами схемы, занумерованными различными идентификаторами линий. Если примитив находится внутри схемы, то в силу древовидности (23) любые два входа не будут иметь хотя бы одного общего предшественника. Иначе нарушится условие древовидности графовой структуры. Таким образом, два любых входа примитива древовидной схемы, не имея общих предшественников, не будут иметь и общих неисправностей на конкретном двоичном входном наборе, которые могут быть транспортированы через рассматриваемый элемент.

Теорема 1. Для древовидной структуры дедуктивной схемы инверсный вход примитива И: $\overline{X}_i \in L$ запрещает транспортирование всех неисправностей, принадлежащих линиям-предшественникам.

Доказательство. Во-первых, инверсия на входе может иметь место на примитиве, имеющем две и более входные линии, во-вторых, она означает вычитание списка неисправностей, принадлежащего данному входу, учитывая изоморфизм $\overline{X}_i X_j \simeq X_j \setminus X_i$. Но согласно лемме, пересечение двух списков линий-предшественников, относящихся ко входам одного примитива, равно пустому множеству (23). Следовательно, вычитание списка линий-предшественников никогда не уменьшит мощность любого другого списка, относящегося к неинверсному входу рассматриваемого элемента. Таким образом, для древовидных структур комбинационных схем всегда будет выполняться условие

$$f^*(X_i) \setminus f^*(X_j) = f^*(X_i) \leftarrow f^*(X_i) \cap f^*(X_j) = \varnothing.$$

Теорема 2. Если в древовидной структуре дедуктивной схемы L существует примитив И, имеющий более одного неинверсного входа $X_i X_j$, то такой элемент запрещает транспортирование всех неисправностей,

принадлежащих линиям-предшественникам всех его входов.

Доказательство. Наличие двух и более неинверсных, прямых входов в дедуктивном элементе означает пересечение списков линий, являющихся предшественниками для рассматриваемых входов. Но поскольку, согласно лемме, входы одного примитива ДС не имеют общих предшественников, то отсюда следует, что пересечение упомянутых списков будет всегда равно пустому множеству

$$f^*(X_i) \cap f^*(X_j) = \varnothing \leftarrow X_i X_j \cdot$$

Если же дедуктивный элемент имеет и входы с инверсией, то согласно теореме 1 вычитание из полученного пустого множества предшественников любого непустого, принадлежащего входу с инверсией, дает также пустой результат.

Следовательно, дедуктивный элемент И, имеющий более одного неинверсного входа, не пропустит через себя неисправности линий предшественников.

Следствия: 1) Инверсный вход дедуктивного элемента И запрещает активизацию всех неисправностей линий-предшественников, относящихся к данному входу. 2) Если дедуктивный примитив имеет более одного неинверсного входа, то все его входы следует определить инверсными. 3) Дедуктивный элемент И пропустит неисправности линий-предшественников только по неинверсному входу, который должен быть единственным. 4) Дедуктивный элемент ИЛИ не может иметь инверсных входов. 5) Сходящееся разветвление отмечается инверсией (кружком на линии ветвления), если его неисправность не проверяется на тест-векторе. 6. Инверсия на линии, входной или выходной, является условием разрыва активизации неисправностей и прекращения обратного прослеживания дефектов по рассматриваемой ветви древовидной структуры. 7) Проверяемую на тест-векторе линию сходящегося разветвления (на топологическом рисунке схемы далее отмечается жирным кружочком) при выполнении процедуры обратного прослежи- а л ду р р ь а на д д схемы. 8) Интерпретация результата топологического моделирования: неисправности линий, не отмеченные знаками инверсий на дедуктивной модели схемы, проверяются.

В качестве иллюстрации основных шагов топологического моделирования ниже предлагаются следующие два примера.

Пример 6. Пусть дано цифровое устройство (рис.15, первая схема, при рассмотрении сверху вниз), содержащее 3 сходящихся разветвления.

Устройство имеет 16 линий, в том числе 7 входов, на них подается тест-вектор 1011111, для которого следует определить проверяемые дефекты константного типа. Состояния линий после исправного моделирования представлены в скобках. Результат процесса преобразования исправной модели устройства в дедуктивную и моделирование неисправностей линий СР зафиксирован на второй схеме. Здесь определено, что все неисправности разветвлений (2, 10, 13), инверсные по отношению к исправному состоянию этих линий, являются проверяемыми. Факт проверки отмечен на схеме дополнительно черными кружочками.

Процедура обратного прослеживания неисправностей в целях определения списка проверяемых заключается в построении максимальных древовидных подграфов, ограниченных на топологии прозрачными кружочками. При этом черные кружочки есть проверяемые линии разветвлений, которые следует рассматривать на третьей схеме (см. рис. 15) как наблюдаемые выходы. Здесь же обозначены все неисправности, проверяемые на тест-векторе: {2, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16}. Знак дефекта определяется инверсией по отношению к состоянию исправного поведения линии. Для моделирования данного цифрового устройства истинным является утверждение: неисправности линий, не отмеченные прозрачными кружочками (знаками инверсии), проверяются.

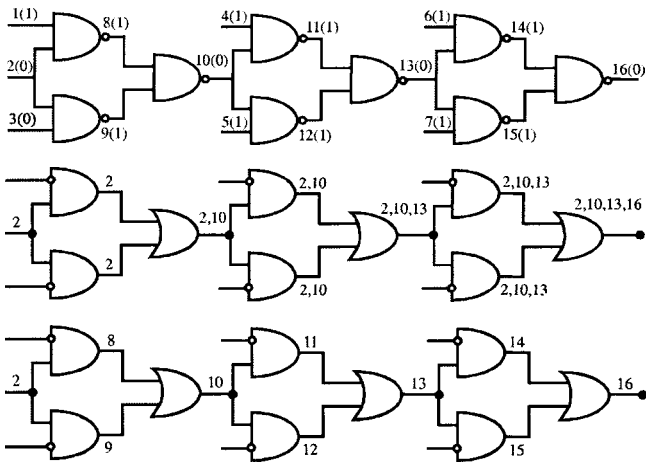


Рисунок 15 - Моделирование схемы с разветвлениями

Пример 7. Определить список проверяемых на тест-векторе 10111 неисправностей для цифрового устройства, представленного на рис.16, содержащего 2 сходящихся разветвления.

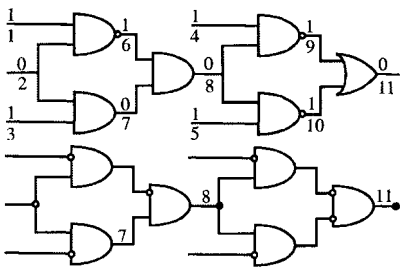


Рисунок 16 - Схема с двумя разветвлениями

Здесь интерес представляет непроверка неисправностей линий 9 и 10 наряду с фактом проверяемости линий 7 и 8, благодаря наличию сходящегося разветвления 8, моделирование неисправности которого показало, что она транспортируется на внешний выход 11.

Пример 8. Определить список проверяемых на тест-векторе 10111 неисправностей для цифрового устройства, представленного на рис. 17.

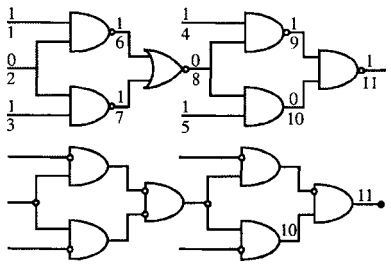


Рисунок 17 - Схема с непроверяемым разветвлением

Результат топологического моделирования показал, что непроверка сходящегося разветвления 8 запрещает транспортирование всех дефектов, которые относятся к линиям-предшественникам упомянутого разветвления. Поэтому проверяемыми зафиксированы неисправности только для линий 10 и 11. Иначе проверяются дефекты тех линий, которые не отмечены знаками инверсий.

На рис. 18 представлена структура эволюционного развития методов моделирования неисправностей. В основу положены дедуктивный (Д) и параллельный (П) алгоритмы. Далее был разработан универсальный, но относительно медленный, дедуктивно-параллельный метод (ДП). Затем был реализован ОДП-метод, ориентированный на быструю обработку моделей цифровых систем. Последний был модифицирован к ТОДП-методу, который ориентирован на вентильный уровень представления цифровых систем. При этом в описании устройства предварительно осуществляется поиск множества сходящихся разветвлений и выделение древовидных структур как дополнение к СР. Для моделирования сходящихся разветвлений используется универсальный дедуктивно-параллельны" алгоритм, для анализа древовидных структур - ОДП- и ТОДП-методы. Такое разделение функций обработки цифровых схем большой размерности позволяет как минимум на порядок повысить быстродействие моделирования неисправностей по сравнению с базовыми методами (дедуктив-ный и параллельный).

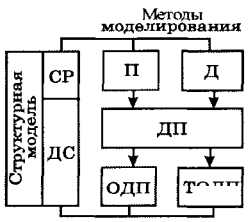


Рисунок 18 - Эволюция методов моделирования

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенный метод моделирования неисправностей ориентирован на обработку цифровых устройств на основе ПЛИС, содержащих миллионы вентилей. Тестовые эксперименты программной реализации метода на сотнях цифровых комбинационных и последовательностных схем дали хорошие результаты по быстродействию по не ю о го п ь-ного и дедуктивного моделирования. Отдельные примеры анализа быстродействия разработанного метода (обработка тест-примеров на 1000 входных последовательностей, IBM PC 500 МГц, 256 Мбайт) и существующих базовых показаны на рис.19. Ускорение моделирования составляет не менее десяти раз. На рис.20 представлены результаты анализа быстродействия трех реализованных методов моделирования ци ровых схем на одном и том же компьютере при обработке 1000 векторов. Показано преимущество ОДП- и ТОДП-методов перед дедуктивно-параллельным. Выигрыш в быстродействии более существенен для схем большой размерности. Число сходящихся разветвлений в тест-схемах в среднем составляет 20% от общего количества линий.

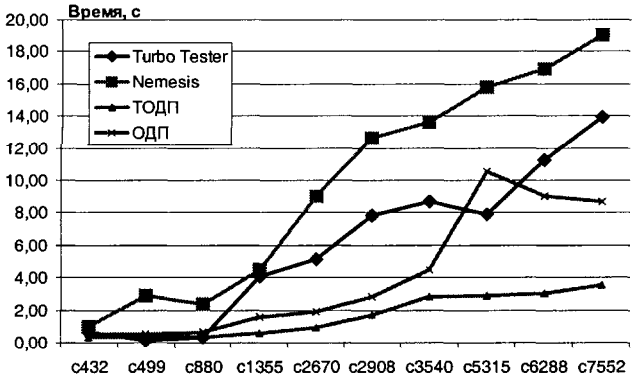


Рисунок 19 - Анализ быстродействия систем моделирования

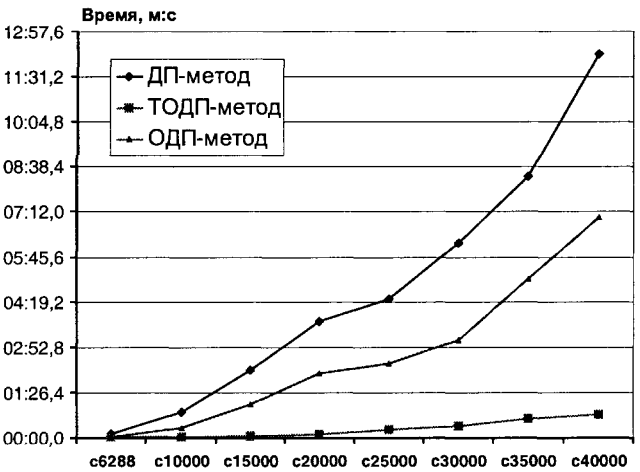


Рисунок 20 - Анализ быстродействия методов моделирования

Таким образом, основным результатом данной работы является усовершенствование дедуктивно-параллельного метода моделирования неисправностей цифровых систем, заключающееся в:

1) создании обобщенной модели процесса дедуктивно-параллельного анализа цифровой схемы на основе процедуры обратной суперпозиции, имеющей линейную вычислительную сложность от числа линий схемы;

2) разработке дедуктивных алгоритмов структурно-функционального анализа цифровых систем в целях определения множества сходящихся разветвлений и реконфигурации структуры для реализации процедуры суперпозиции;

3) создании внутренней интерпретативно-компилятивной модели цифрового устройства для эффективного исправного анализа логических элементов и их неисправностей одиночного константного типа;

4) разработке топологического алгоритма моделирования неисправностей по древовидной структуре цифровой системы, имеющего линейную вычислительную сложность в зависимости от числа линий схемы.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Wang X., Hill F.G., Mi Zh. A sequential circuit faulf simulation by surrogate fault propagation // Proc. 1989 IEEE International test conference, IEEE Computer society, 1989. P. 9-18.
2. Nishida T., Miyamoto S., Kozawa T., Satoh K. RFSIM: Reduced fault simulator // IEEE Transactions on computer-aided design. 1987. Vol. CAD-6, No 3. P. 392-402.
3. Hahanov V.I., Babich A.V., Hyduke S.M. Test Generation and Fault Simulation Methods on the Basis of Cubic Algebra for Digital Devices. Proceedings of the Euromicro Symposium on Digital Systems Design DSD2001. Warsaw, Poland. September, 4-6, 2001. P. 228-235.
4. Хаханов В.И., Хак Х.М. Джахирул, Масуд М.Д. Мехеди. Модели анализа неисправностей цифровых систем на основе FPGA, CPLD // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2001. № 2.- С. 3-11.
5. Levendel Y.H., Menon P.R. Comparison of fault simulation methods - Treatment of unknown signal values // Journal of digital systems. 1980. Vol. 4. P. 443-459.
6. Abramovici M., Breuer M.A. and Friedman A.D. Digital systems testing and testable design. Computer Science Press. 1998. 652 p.
7. Убар Р.Р. Анализ диагностических тестов для комбинационных цифровых схем методом обратного прослеживания неисправностей // Автоматика и телемеханика. 1977. №8. С.168-176.
8. Автоматизированное проектирование цифровых устройств / С.С.Бадулин, Ю.М.Барнаулов и др./ Под ред. С.С. Бадулина. М.: Радио и связь. 1981. 240 с.
9. Active-HDL User's Guid. Second Edition. Copyright. Aldec Inc. 1999. 213p.
10. Горбатов В.А. Основы дискретной математики. М.: Высш. шк., 1986. 311 с.

Надійшла 29.03.04

Запропонований швидкодіючий дедуктивно-паралельний метод зворотнього моделювання несправностей, орієнтований на обробку цифрових проектів вентильного та регістрового рівня опису. Швидкість програмної реалізації на порядок вище, ніж у методів прямого транспортування списків дефектів.

Fast fault simulation method integrated the advantages of deductive and concurent fault simulation algorithms and oriented on evaluation of digital circuit represented on gate or RTL description level is offered. The speed up of backword fault simulation is better on 10 times than methods with forward propagation algorithms.

УДК 681. 3:622. 276

В.І. Шекета

МОДИФІКАЦІЙНІ ПРЕДИКАТНІ ЗАПИТИ, ЯК МНОЖИНА ЛОГІЧНИХ PROLOG-ПРОГРАМ З ОБМЕЖЕННЯМИ

У роботі показано, що кожний модифікаційний предикатний запит є еквівалентним деякій Prolog-програмі, із заданою множиною обмежень. Запропоновано формально-логічне визначення для процедури відображення множини модифікаційних предикатних запитів на множину логічних Prolog-програм в рамках підходу на основі семантики стабільних моделей .

ВСТУП

Одним із ключових питань з точки зору математичного моделювання процесу побудови інформаційних інтелектуальних систем для нафтогазової предметної області є спосіб представлення знань, на основі якого система повинна приймати рішення в певній ситуації[1]. Таким чином представлення знань повинно бути задано способом, який дозволяє перехід до представлення фрагментів інформації про нафтогазовий об'єкт в термінах структур баз даних (БД) і знань (БЗ). Розглядатимемо таку базу даних з точки зору фактів і процесів, що призводять до їх зміни, тобто з погляду семантики і синтаксису такого представлення [2]. Під синтаксисом будемо розуміти набір правил для поєднання символів в логічно коректні вирази, а під семантикою - спосіб інтерпретації виразів, що одержуються в результаті конкретних реалізацій синтаксичних правил.

Теорія модифікаційних предикатних запитів є формальнологічним апаратом опису і вивчення процесів оновлення і модифікації баз даних і знань, логічного висновку на основі баз даних і знань. Основні ідеї такого підходу розглядаються в рамках конкретних реалізацій SQL, або реалізацій для мережі інтернет[3,5].

На відміну від розглянутого підходу, де функцією логічного обґрунтування запитів перекладено на користувача бази даних, і від Prolog - програм, де передбачається побудова бази знань інженером когнітологом і постійний супровід користувача під час сеансу логічного висновку, в пропонованому нами підході інформаційна інтелектуальна система (ІІС) на основі БД і БЗ сама формує та поповнює базу даних і знань і проводить логічний висновок.

В роботі [6] база знань інформаційної системи розглядається як набір інформаційних сутностей атомарних предикатів з деякого скінченого інформаційного простору $\Re$. Всі зміни, що відбуваються в базі знань,

розглядаються, як наслідок модифікаційних предикатних запитів Q_m, що генеруються інтелектуальною інформаційною системою відповідно до вказівок користувача. Основою самих запитів є набір модифікаційних предикатних правил. Розглядаються два типи правил

$$Q_m \leftrightarrow (K_B)^{\text{«}}\|_{K_{B+(o)}} \text{«} K_{B+}(o_1),\ldots,$$
$$K_{B+}(o_1),K_{B-}(p_1),\ldots,K_{B-}(p_m), \quad (1)$$

$$Q_m \leftrightarrow (K_B)^{\text{«}}\|_{K_{B-(o)}} \text{«} K_{B+}(o_1),\ldots,$$
$$K_{B+}(o_1),K_{B-}(p_1),\ldots,K_{B-}(p_m), \quad (2)$$

де $o,o_i,p_i \in \Re$. Основна ідея такого запису правил полягає в тому, що $K_{B+}(o)$ означає, що атомарний предикат o повинен бути включений в базу знань K_B, а K_{B-} означає, що - повинен бути виключений з бази знань, а $(K_B)^{\text{«}}$ - означає модифікацію бази знань на рівні логічної зв'язаності предикатних правил, як наслідок виконання операцій додавання і вилучення правил; « - розглядається, як комплексна стрілка, дослідження властивостей якої буде виконано пізніше засобами теорії категорій.

В даному дослідженні ми розробляємо формально-логічний апарат підтримки діалогу користувача з ІІС на основі БД і БЗ для нафтогазової предметної області в процесі побудови ним запитів, що розглядаються в ході динаміки процесу оновлення і модифікації баз даних і знань. Ми розвиваємо власний формально-логічний апарат, на основі основних принципів абстрактного логічного програмування і теоретичних аспектів програмування в мові Prolog [7-13]. Тому, природньо, виникло питання про взаємозв'язок введеної ідеї використання модифікаційних предикатних запитів із базовими ідеями даних теорій.

Таким чином метою даного дослідження є встановлення співвідношення між множиною модифікаційних предикатних запитів і множиною абстрактних Prolog-програм.

ДОСЛІДЖЕННЯ МОДИФІКАЦІЙНИХ ПРЕДИКАТНИХ ЗАПИТІВ НА МНОЖИНІ ЛОГІЧНИХ PROLOG-ПРОГРАМ

Спочатку розглянемо випадок порожньої вихідної бази знань. Кожний модифікаційний предикатний запит може бути розділений на дві частини: K_{B+} - правила, тобто такі, що

$$(\{\Delta Q_m: head(\Delta)=K_{B+}(o), \text{ для деякого } o \in O\}), \quad (3)$$

і K_{B-} - правила, такі, що

$$(\{\Delta Q_m: head(\Delta)=K_{B-}(o), \text{ для деякого } o \in O\}). \quad (4)$$

Введемо позначення для множини всіх - правил модифікаційного предикатного запиту Q_m, як $K_{B+}(Q_m)$, а множину всіх K_{B-} - правил для Q_m позначатимем через $K_{B-}(Q_m)$. Таким чином $Q_m = K^+_{B+}(Q_m) \cup \cup K^-_{B-}(Q_m) \cup Q^s_m$, де Q^s_m - додаткові специфікації модифікаційного запиту, суть яких розглянемо пізніше.

Заголовки всіх правил $K^-_{B-}(Q_m)$ задовільняються в вихідній базі знань (яка, ми припустили є порожньою). Тому вони не описують жодних модифікацій стосовно вихідної бази знань. Кожна із таких модифікацій повинна бути описана в $K^+_{B+}(Q_m)$. Наступне твердження показує, що Q_m - модифікації для $\varnothing$, власне є $K^+_{B+}(Q_m)$ - модифікаціями для порожньої множини, які задовільняють $K^-_{B-}(Q_m)$.

Твердження 1. Нехай Q_m - модифікаційний предикатний запит. Тоді $K_B^{Q_m}$ є Q_m - модифікацією для $\varnothing$ тоді і тільки тоді, коли $K_B^{Q_m}$ є множиною $K^+_{B+}(Q_m)$ - модифікацій для $\varnothing$, і $K_B^{Q_m}$ є моделлю [6] для $K^-_{B-}(Q_m)$.

Доведення. Згідно розглянутого вище, якщо $K_B^{Q_m}$ є Q_m - модифікацією для $\varnothing$, тоді $K_B^{Q_m}$ є моделлю для Q_m. Звідки слідує, що він є такою ж моделлю для $K^-_{B-}(Q_m)$. Залишається тільки показати, що $K_B^{Q_m}$ є $K^+_{B+}(Q_m)$ - модифікацією для $\varnothing$. Тоді, матимемо:

$$E_m = \lambda_{nm}(Q_m \cup \{r_m \text{«} r_m \in M^i(\varnothing,K_B^{Q_m})\}), \quad (5)$$

$$E_m = \{K_{B+}(o):o \in K_B^{Q_m}\} \cup \{K_{B-}(o):(o \notin K_B^{Q_m})\}. \quad (6)$$

Згідно з означенням необхідної модифікації [6], E_m є найменшою моделлю для

$$Q_m \cup \{r_m \text{«} r_m \in M^i(\varnothing,K_{B-}^{Q_m})\} = \quad (7)$$
$$= K^+_{B+}(Q_m) \cup K^-_{B-}(Q_m) \cup \{r_m \text{«} r_m \in M^i(\varnothing,K_B^{Q_m})\}.$$

Згідно означення інерції [6] в базі знань $M^i(\varnothing,K_{B-}^{Q_m}) = \{K_{B-}(o) : o \notin K_B^{Q_m}\}$. Тепер матимемо

$$K^-_{B-}(Q_m) = Q^1_m \cup Q^2_m, \quad (8)$$

де $head(Q^1_m) \subseteq \{K_{B-}(o) : o \in K_B^{Q_m}\}$, $head(Q^2_m) \subseteq \subseteq \{K_{B-}(o) : o \notin K_B^{Q_m}\}$ для кожного правила $\Delta \in Q^2_m$, $head(\Delta) \in M^i(\varnothing,K_B^{Q_m})$. Таким чином, існує правило $head(\Delta)$ « в множині $r_m \text{«} r_m \in M^i(\varnothing,K_B^{Q_m})$. Тому, E_m є також найменшою моделлю для запиту $K^+_{B+}(Q_m) \cup \cup Q^1_m \cup \{r_m \text{«} r_m \in M^i(\varnothing,K_B^{Q_m})\}$. Якщо ми видалимо із запиту деякі правила, передпосилки яких хибні в E_m, то E_m буде найменшою моделлю для утвореного запиту. Покажемо, що передпосилки всіх правил з Q^1_m є хибними в E_m. Справді, нехай Δ є правилом з Q^1_m. Тоді

$head((\Delta)\in\{K_{B-}(o) : o \in K_B^{Q_m}\})$. Припустимо, що передпосилки Δ є істинними в E_m. Тоді $head(\Delta)$ повинно бути істинним в E_m, оскільки E_m є моделлю для $K_{B+}^{+}(Q_m) \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\}$. Звідси слідує, що $E_m \cap \{K_{B-}(o) : o \in K_B^{Q_m}\} \neq \varnothing$. А це в свою чергу суперечить факту, що $E_m = \{K_{B+}(o) : o \in K_B^{Q_m}\} \cup \cup \{K_{B-}(o) : o \notin K_B^{Q_m}\}$. Таким чином E_m є найменшою моделлю для запиту $K_{B+}^{+}(Q_m) \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\}$. Іншими словами

$$\lambda_{mn}(K_{B+}^{+}(Q_m) \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\}) = \\ = \{K_{B+}(o) : o \in K_B^{Q_m}\} \cup \{K_{B-}(o) : o \in K_B^{Q_m}\}. \quad (9)$$

Таким чином

$$\lambda_{mn}(K_{B+}^{+}(Q_m) \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\}) = \\ = \{K_{B+}(o) : o \in K_B^{Q_m}\} \cup \{K_{B-}(o) : o \notin K_B^{Q_m}\}. \quad (10)$$

Нехай тепер $E_m = \{K_{B+}(o) : o \in K_B^{Q_m}\} \cup \{K_{B-}(o) : o \notin K_B^{Q_m}\}$. E_m є найменшою моделлю для $K_{B+}^{+}(Q_m) \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\}$. Очевидно, що E_m є також найменшою моделлю оновленого запиту отриманого з $K_{B+}^{+}(Q_m) \cup \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\}$ через додавання правил, що задовольняються в E_m. Всі правила в $K_{B-}^{-}(Q_m)$ задовольняються в E_m згідно нашого припущення. Таким чином E_m є найменшою моделлю для

$$K_{B+}^{+}(Q_m) \cup K_{B-}^{-}(Q_m) \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\} = \\ = Q_m \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\}. \quad (11)$$

А значить

$$\lambda_{mn}(Q_m) \cup \{r_m \mid r_m \in M^i(\varnothing, K_B^{Q_m})\} = \\ = \{K_{B+}(o) : o \in K_B^{Q_m}\} \cup \{K_{B-}(o) : o \notin K_B^{Q_m}\}. \quad (12)$$

Таким чином, $K_B^{Q_m}$ є Q_m - модифікацією для $\varnothing$.

З твердження 1 слідує, що K_{B-} - правила з Q_m можуть бути проінтерпретовані, як додаткові обмеження, які повинна задовільняти $K_{B+}^{+}(Q_m)$ - модифікація порожньої множини, щоби відповідати вимогам, введеним стосовно Q_m - модифікацій вихідної бази знань.

В той же час $K_{B+}^{+}(Q_m)$ можна розглядати як логічну Prolog-програму. Справді, означимо відображення σ_m^p між множиною K_{B+} - правил модифікаційного предикатного запиту Q_m і множиною тверджень Prolog-програми. Нехай задана K_{B+} - частина модифікаційного предикатного правила

$$\Delta_M = K_{B+}(S_M) \leftarrow K_{B+}(r_{M_1}),\ldots, \\ K_{B+}(r_{M_l}), K_{B-}(V_{M_1}),\ldots, K_{B-}(V_{M_l}). \quad (13)$$

Означимо твердження логічної Prolog-програми $t_p = \sigma_M^p(\Delta_M)$, як

$$t_p = S_M \leftarrow r_{M_1},\ldots, r_{M_l}, \overline{(V_{M_1})},\ldots, \overline{(V_{M_m})}. \quad (14)$$

Для множини модифікаційних K_{B+} - правил в Q_m ми означаємо відповідну логічну програму $\sigma_M^p(Q_M)$, як таку, що $\{\sigma_M^p(\Delta) : \Delta \in Q_M\}$.

Слід відмітити, що відображення $\sigma_M^p(\Delta)$ є інверсним по відношенню до відображення σ_m^p множини тверджень логічної Prolog-програми і множиною модифікаційних K_{B+} - правил. З твердження 1 можна вивести також наступний результат.

Лема 1. Нехай Q_m - модифікаційний предикатний запит. Тоді $K_B^{Q_m}$ є Q_m - модифікацією для $\varnothing$ тоді і тільки тоді, якщо $K_B^{Q_m}$ є стабільною моделлю [6,8,12] для $\sigma_M^p(K_{B+}^{+}(Q_M))$ і $K_B^{Q_m}$ є моделлю для $K_{B-}^{-}(Q_m)$.

Узагальнемо одержаний результат на випадок довільної вихідної бази знань.

Твердження 2. Нехай Q_m - модифікаційний предикатний запит, і нехай Q'_m складається із всіх модифікаційних правил в Q_m, що є обмеженнями накладеними на базу знань K_B, і нехай $Q'' = Q_m \setminus Q'_m$. База знань $K_B^{Q_m}$ є Q_m - модифікацією для K_B тоді і тільки тоді, коли $R_{K_B}(K_B^{Q_m})$ є стабільною моделлю для $\sigma_M^p(R_{K_B}(Q''_m))$ і $K_B^{Q_m}$ задовольняє всі правила з Q'_m.

Доведення. З леми 1 слідує, що $K_B^{Q_m}$ є Q_m - модифікацією для K_B тоді і тільки тоді, коли $R_{K_B}(K_B^{Q_m})$ є $R_{K_B}(Q_m)$ - модифікацією для $\varnothing$.

Таким чином рівність $K_{B-}^{-}(R_{K_B}(Q_m)) = R_{K_B}(Q'_m)$ справджується тоді і тільки тоді, якщо $R_{K_B}(K_B^{Q_m})$ є стабільною моделлю для $\sigma_M^p(R_{K_B}(Q''_m))$ і є моделлю для $R_{K_B}(Q'_m)$.

Застосовуючи таке R_{K_B} - перетворення ми можемо стверджувати, що $R_{K_B}(Q_m)$ є моделлю для $R_{K_B}(Q'_m)$ тоді і тільки тоді, коли $K_B^{Q_m}$ задовольняє всі правила в $Q'_m = R_{K_B}(R_{K_B}(Q'_m))$. Таким чином $K_B^{Q_m}$ є Q_m - модифікацією для K_B, якщо $R_{K_B}(K_B^{Q_m})$ є стабільною моделлю для $\sigma_M^p(R_{K_B}(Q''_m))$ і $K_B^{Q_m}$ задовольняє всі правила в (Q'_m).

Відмітимо, що в твердженні 2 $K_B^{Q_m}$ буде задовольняти всі правила з Q'_m тоді і тільки тоді, коли $R_{K_B}(K_B^{Q_m})$ задовольнятиме всі правила з $R_{K_B}(Q'_m)$ [6]. Тому твердження 2 може бути переписано наступним чином.

Твердження 3. База знань $K_B^{Q_m}$ є Q_m - модифікацією вихідної бази знань K_B тоді і тільки тоді, коли $R_{K_B}(K_B^{Q_m})$ є стабільною моделлю для $\sigma_M^p(R_{K_B}(Q''_m))$, що задовольняє всі обмеження [14] з $R_{K_B}(Q'_m)$.

В загальному випадку, твердження 2-3 показують, що кожний модифікаційний предикатний запит є еквівалентним Prolog-програмі, на яку накладено певні обмеження [14]. Більше того, твердження 1-3 дають формальнологічне означення відображення множини модифікаційних предикатних запитів на множину логічних Prolog-програм. А саме, нехай Q_m- модифікаційний предикатний запит, а K_B - вихідна база знань. Виконаємо їх перетворення в Prolog-програму $\sigma_M^p(K_{B+}^+(R_{K_B}(Q_M)))$ і множину обмежень $K_{B-}^-(R_{K_B}(Q_M))$. З твердження 2 слідує, що існує відповідність "один-до-одного" між множиною Q_m - модифікацій для K_B і множиною стабільних моделей для $\sigma_M^p(K_{B+}^+(R_{K_B}(Q_M)))$, що задовольняє $K_{B-}^-(R_{K_B}(Q_M))$. Тому Prolog-програма $\sigma_M^p(K_{B+}^+(R_{K_B}(Q_M)))$ може бути означена, як така, що не містить більше тверджень, чим є модифікаційних правил в Q_m, і загальний розмір тверджень не є більшим чим розмір Q_m (загальна кількість логічних тверджень і обмежень дорівнює кількості правил в Q_m). При виконанні R_{K_B} - перетворення для бази знань K_B виконується побудова стабільної моделі для $\sigma_M^p(K_{B+}^+(R_{K_B}(Q_M)))$ і перевірка того, чи вона задовольняє встановлені обмеження.

Одержані в даній роботі результати є обгрунтованими, оскільки введені твердження не виходять за рамки процедури обчислення обгрунтованих семантик прийнятих в теорії абстрактного логічного програмування і стабільних семантик для абстрактних логічних програм.

ВИСНОВКИ

В даній роботі показано, що кожний модифікаційний предикатний запит є еквівалентним Prolog-програмі, на яку накладено деяку множину обмежень. Введені твердження дають формально-логічне означення відображення множини модифікаційних предикатних запитів на множину логічних Prolog-програм.

Подальші розвідки даного напряму будуть зосереджені на дослідженні властивостей такого відображення з точки зору обгрунтованих і стабільних семантик абстрактного логічного програмування.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Шекета В.І. Інформаційна система для прогнозування нафтогазоносних покладів. Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук. Херсон,1999.-130с.
2. Lifschitz V. Foundations of logic programming. In Principles of Knowledge Representation.- CSLI Publications.-1996.-P. 69-127.
3. Glover E., Flake G., Lawrence S., Birmingham W.P., Kruger A., Giles C.L., Pennock D. Improving category specific web search by learning query modifications. In Symposium on Applications and the Internet, SAINT, San Diego, CA, January 8-12, 2001.
4. Sormunen E. A Novel Method for the Evaluation of Boolean Query Effectiveness across a Wide Operational Range. In: Belkin NJ, Ingwersen P and Leong M-K SIGIR 2000, Proceedings of the 23rd Annual International ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval, Athens July 24-28, 2000. Special Issue of the SIGIR Forum 34.-P.25-32.
5. Magennis M., Rijsbergen C. J. The potential and actual effectiveness of interactive query expansion. Proceedings of the 20th Annual International ACM SIGIR Conference on Research and Development in Information Retrieval, Philadelphia.-1997.-P. 324-331.
6. Шекета В.І. Модифікаційні предикатні запити, як інструмент підтримки діалогу з користувачем в інформаційних системах на основі баз даних і знань. Вісник Тернопільського державного технічного університету.- 2003- Технічні науки.-Том 8-№ 4 -2003- С.113-119.
7. Alferes J. J., Pereira L. M. Update-programs can update programs. In Non-Monotonic Extensions of Logic Programming (Bad Honnef, 1996), volume 1216 of Lecture Notes in Computer Science, Berlin, 1997. Springer.- P.110-131.
8. Niemel I., Simons P. Efficient implementation of the well-founded and stable model semantics. In M. J. Maher, editor, Proceedings of the 1996 Joint International Conference and Syposium on Logic Programming (JICSLP-96) (Bonn, Germany, September 2-6), MIT Press.- 1996.-P.289-303.
9. Berman K., Schlipf J., Franco J. Computing the well-founded semantics faster. In Logic Programming and Nonmonotonic Reasoning (Lexington, KY, 1995), volume 928 of Lecture Notes in Computer Science, Berlin, Springer.-1995.-P. 113-125.
10. Alferes J. J., Leite J. A., Pereira L. M., Przymusinska H., Przymusinski T. C. Dynamic logic programming. In Principles of Knowledge Representation and Reasoning. Proceedings of the 6th International Conference, KR'98, Trento, Italy, June 2-5. Morgan Kaufmann.-1998.-P. 98-111.
11. Przymusinski T. C., Turner H. Update by means of inference rules. Journal of Logic Programming, 30(2).-1997.-P.125-143.
12. Syrjanen T. Implementation of local grounding for logic programs with stable model semantics. Technical Report B18, Digital Systems Laboratory, Helsinki University of Technology, October.- 1998.
13. Alferes J.J., Pereira L.M., Przymusinska H., Przymusinski T.C. LUPS - a language for updating logic programs. In Logic Programming and Nonmonotonic Reasoning, 5th Interna-tional Conference, LPNMR'99, volume 1730 of Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag.- 1999.-P. 162-176.
14. Шекета В.І. Інформаційно-пошукові задачі на основі обмежень для нафтогазової предметної області // Вісник Житомирського державного технологічного університету / Технічні науки-2003.-№ 3(27).-С.167-172

Надійшла 20.02.04
Після доробки 20.03.04

В работе показано, что каждый модификационный предикатный запрос является эквивалентным некоторой Prolog-программе, с заданным множеством ограничений. Предложено формально-логическое определение для процедуры отображения множества модификационных предикатных запросов на множество логических Prolog-программ в рамках подхода на основе семантики стабильных моделей.

There is shown that every predicate query modification is equivalent to some Prolog-program, with certain set of restrictions. The formal-logical definitions for procedure of mapping the set of predicate queries modification on the set of the logical Prolog-programs is introduced.

НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ

НЕЙРОИНФОРМАТИКА И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS

UDK 004.93

Yevgeniy Bodyanskiy, Vitaliy Kolodyazhniy, Irina Pliss, Olena Vynokurova

LEARNING WAVELET NEURON BASED ON THE RASP-FUNCTION

In the paper, an optimal online learning algorithm of a wavelet neuron based on the RASP wavelet is proposed. The algorithm provides not only the tuning of synaptic weights in real time, but also the tuning of dilation and translation factors of daughter wavelets. The algorithm has both the tracking and smoothing properties, so the wavelet neuron trained with this algorithm can be efficiently used both individually and as a part of artificial neural networks for prediction of various nonlinear time series.

INTRODUCTION

Artificial neural networks have been widely used in recent years to solve a wide range of problems related to signal processing because they provide high quality of approximation, prediction, filtering, etc. of substantially stochastic and chaotic si nals under a riori and current uncertainty. Along with neural networks, the wavelet approach has been developed which is a very effective technique for local representation of signals in both time and frequency domains [9, 19, 23]. These two approaches are employed in the wavelet neural networks, which combine the flexibility and learning abilities of neural networks with compact description of various signals inherent to wavelets [1, 2, 7, 8, 26, 27]. It is interesting to note that the wavelet neural networks, like the radial basis function networks (RBFNs), are based on the concept of polynomial kernel approximation [10] and, similarly to RBFNs [21], are universal approximators [13, 16, 20].

The need of real-time processing led to the development of adaptive wavelet neural networks [5, 6, 14, 15, 22, 25], whose efficiency is determined by the rate of convergence of their learning algorithms. The most widely used learning algorithm is the gradient descent with empirically chosen learning rate. Naturally, the slow convergence of the conventional gradient-based algorithms and architectural complexity of most wavelet networks can complicate the processing of non-stationary signals with rapidly changing parameters.

1 WAVELET NEURON AND ITS LEARNING ALGORITHM

Let us consider the structure of the wavelet neuron, shown in fig. 1. In contrast to a standard n-input artificial neuron, the wavelet neuron has wavelet synapses WS_i, i=1, 2,..., n, whose adjustable parameters are not only weights w_{ji}, but also the dilation and translation factors of daughter wavelets $\varphi_{ji}(x_i(k))$.

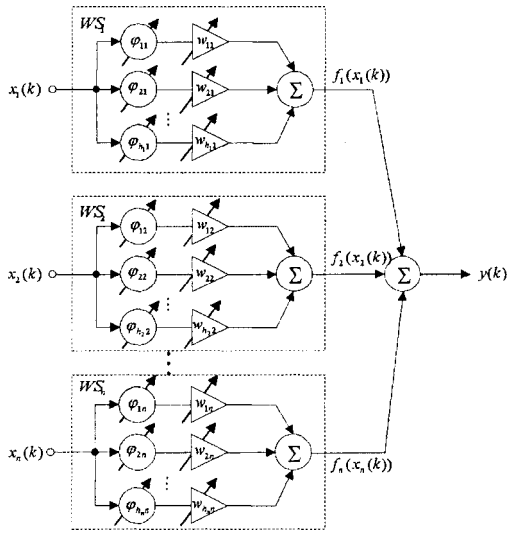


Figure 1 - Wavelet neuron

When a vector signal $x(k) = (x_1(k), x_2(k), \ldots, x_n(k))^T$ (where k =0, 1, 2,... $n$is discrete time) is fed to the input of the wavelet neuron, the output of that neuron is determined by both the tunable weights and wavelet functions

$$y(k) = \sum_{i=1}^{n} f_i(x(k)) = \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{h_i} w_{ji}(k)\varphi_{ji}(x_i(k)). \quad (15)$$

As mother wavelets for neural networks, the family of RAtional functions with Second-order Poles (RASP wavelets) is very convenient. RASP wavelets stem from the residual theorem of complex variables [12, 17]. This family of wavelets are real-valued, odd functions with zero mean. One of the most interesting RASP wavelets is

$$\varphi_{ji}(x_i(k)) = \frac{sx_i(k)\cos(x_i(k))}{x_i^2(k)+1}, \quad (16)$$

shown in figure 2 in three-dimensional space.

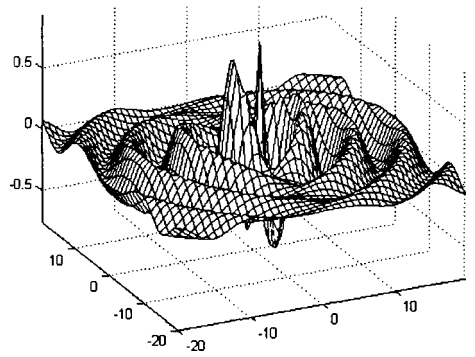


Figure 2 - Activation function - RASP wavelet

The daughter wavelet of the function (2) is

$$\varphi_{ji}(x_i(k)) = \frac{s\tau_{ji}(k)\cos(\tau_{ji}(k))}{\tau_{ji}^2(k)+1}, \quad (17)$$

where

$$\tau_{ji}(k) = \frac{x_i(k)-c_{ji}(k)}{\sigma_{ji}(k)} \quad (18)$$

is the normalized parameter equal to 2.7435, and $c_{ji}(k)$, $\sigma_{ji}(k)$ are the parameters that determine the location of the center (translation) and the width (dilation) of the wavelet. The derivatives of the function (3) with respect to the translation and dilation parameters

$$\frac{\partial\varphi_{ji}(x_i(k))}{\partial c_{ji}} = \frac{s\sigma^{-1}(k)(\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)-1)+\tau_{ji}(k)\sin\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)+1))}{(\tau_{ji}^2(k)+1)^2} \quad (19)$$

and

$$\frac{\partial\varphi_{ji}(x_i(k))}{\partial\sigma_{ji}^{-1}} = -s(x_i(k)-c_{ji}(k))\times \frac{\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)-1)+\tau_{ji}(k)\sin(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)+1))}{(\tau_{ji}^2(k)+1)^2} \quad (20)$$

are also wavelets.

Let us use the standard quadratic error function as the learning criterion for the wavelet neuron

$$E(k) = \frac{1}{2}(d(k)-y(k))^2 = \frac{1}{2}e^2(k) = \frac{1}{2}\left(d(k)-\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{h_i} w_{ji}\varphi_{ji}(x_i(k))\right)^2, \quad (21)$$

where $d(k)$ is the target value. The derivatives of the error function with respect to the tuned parameters of the wavelet

$$\frac{\partial E(k)}{\partial w_{ji}} = -e(k)\varphi_{ji}(x_i(k)) = -e(k)\frac{s\tau_{ji}(k)\cos(\tau_{ji}(k))}{\tau_{ji}^2(k)+1}, \quad (22)$$

$$\frac{\partial E(k)}{\partial c_{ji}} = -e(k)w_{ji}(k)\frac{\partial\varphi_{ji}(x_i(k))}{\partial c_{ji}} = e(k)(w_{ji}(k))\times \times\frac{s\sigma^{-1}(k)(\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)-1)+\tau_{ji}(k)\sin\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)+1))}{(\tau_{ji}^2(k)+1)^2}, \quad (23)$$

$$\frac{\partial E(k)}{\partial\sigma_{ji}^{-1}} = -e(k)w_{ji}(k)\frac{\partial\varphi_{ji}(x_i(k))}{\partial\sigma_{ji}^{-1}} = e(k)(w_{ji}(k))s(x_i(k)-c_{ji}(k))\times \times\frac{(\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)-1)+\tau_{ji}(k)\sin\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)+1))}{(\tau_{ji}^2(k)+1)^2}. \quad (24)$$

Using the gradient-based procedure to minimize (8), we obtain the learning algorithm for the wavelet neuron

$$\begin{cases} w_{ji}(k+1) = w_{ji}(k) + \eta^w(k)e(k)\dfrac{s\tau_{ji}(k)\cos(\tau_{ji}(k))}{\tau_{ji}^2(k)+1}, \\ c_{ji}(k+1) = c_{ji}(k) + \eta^c(k)e(k)w_{ji}(k)s\sigma_{ji}^{-1}(k)\times \\ \times\dfrac{(\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)-1)+\tau_{ji}(k)\sin(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)+1))}{(\tau_{ji}^2(k)+1)^2}, \\ \sigma_{ji}^{-1}(k+1) = \sigma_{ji}^{-1}(k) - \eta^\sigma(k)e(k)w_{ji}(k)s(x_i(k)-c_{ji}(k))\times \\ \times\dfrac{(\cos(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)-1)+\tau_{ji}(k)\sin(\tau_{ji}(k))(\tau_{ji}^2(k)+1))}{(\tau_{ji}^2(k)+1)^2}, \end{cases} \quad (25)$$

where $\eta^w(k), \eta^c(k), \eta^\sigma(k)$ are the scalar parameters that determine the length of the step in the parameter space.

Introducing $(h_i \times 1)$ vectors $\varphi_i(x_i(k)) = (\varphi_{1i}(x_i(k)), \varphi_{2i}(x_i(k)),\ldots,\varphi_{h_i i}(x_i(k)))^T$, $w_i(k) = (w_{1i}(k), w_{2i}(k),\ldots, w_{h_i i}(k))^T$, $c_i(k) = (c_{1i}(k), c_{2i}(k),\ldots, c_{h_i i}(k))^T$, $\sigma^{-1}i(k) = (\sigma_{1i}^{-1}(k), \sigma_{2i}^{-1}(k),\ldots, \ldots,\sigma_{h_i i}^{-1}(k))^T$ and $\tau_i(k) = (\tau_{1i}(k), \tau_{2i}(k),\ldots,\tau_{h_i i}(k))^T$, we can obtain the gradient-based learning algorithm for the i-th wavelet synapse

$$\begin{cases} w_i(k+1) = w_i(k) + \eta^w(k)e(k)\varphi_i(x_i(k)), \\ c_i(k+1) = c_i(k) + \eta^c(k)e(k)w_i(k)s\sigma_{ji}^{-1}(k) \otimes \\ \otimes \dfrac{(\cos(\tau_i(k))(\tau_i^2(k)-E) + \tau_i(k)\sin(\tau_i(k))(\tau_i^2(k)+E))}{(\tau_i^2(k)+E)^2}, \\ \sigma_i^{-1}(k+1) = \sigma_i^{-1}(k) - \eta^\sigma(k)e(k)w_i(k)s(x_i(k)-c_i(k)) \otimes \\ \otimes \dfrac{(\cos(\tau_i(k))(\tau_i^2(k)-E) + \tau_i(k)\sin(\tau_i(k))(\tau_i^2(k)+E))}{(\tau_i^2(k)+E)^2}, \end{cases} \quad (26)$$

where $\tau_i^2(k) = \sigma^{-1}(k) \otimes \sigma^{-1}(k) \otimes (x_i(k) - c_i(k)) \otimes (x_i(k) - c_i(k))$, symbol "$\otimes$" stands for direct product (element-wise multiplication), $E = (1,1,\ldots,1)^T$ is a vector $(h_i \times 1)$ of ones.

The rate of convergence of the learning algorithms can be increased via the use of the second-order procedures, such as the Levenberg-Marquardt algorithm widely used to train neural networks [24].

Denoting

$$\begin{cases} \varphi_i^c(x_i(k)) = w_i(k)s\sigma_i^{-1}(k) \otimes \\ \otimes \dfrac{(\cos(\tau_i(k)) \otimes (\tau_i^2(k)-E) + \tau_i(k) \otimes \sin((\tau_i(k)) \otimes (\tau_i^2(k)+E)))}{(\tau_i^2(k)+E)^2}, \\ \varphi_i^\sigma(x_i(k)) = w_i(k)s(x_i(k) - c_i(k)) \otimes \\ \otimes \dfrac{(\cos(\tau_i(k)) \otimes (\tau_i^2(k)-E) + \tau_i(k) \otimes \sin((\tau_i(k)) \otimes (\tau_i^2(k)+E)))}{(\tau_i^2(k)+E)^2}, \end{cases} \quad (27)$$

we can write a learning procedure based on the Levenberg-Marquardt algorithm for the i-th wavelet synapse

$$\begin{cases} w_i(k+1) = w_i(k) + (\varphi_i(x_i(k))\varphi_i^T(x_i(k)) + \alpha^w I_i)^{-1} e(k)\varphi_i(x_i(k)), \\ c_i(k+1) = c_i(k) + (\varphi_i^c(x_i(k))\varphi_i^{cT}(x_i(k)) + \alpha^c I_i)^{-1} e(k)\varphi_i^c(x_i(k)), \\ \sigma_i^{-1}(k+1) = \sigma_i^{-1}(k) + (\varphi_i^\sigma(x_i(k))\varphi_i^{\sigma T}(x_i(k)) + \alpha^\sigma I_i)^{-1} e(k)\varphi_i^\sigma(x_i(k)), \end{cases} \quad (28)$$

where $\alpha^w, \alpha^c, \alpha^\sigma$ are regularizing additional terms, I_i is the unity matrix $h_i \times h_i$.

Using the matrix inversion lemma and performing a sequence of obvious transformations [3-6], we can re-write the algorithm (15) in the following simple form, which does not require matrix inversions and is well-suited for real-time operation

$$\begin{cases} w_i(k+1) = w_i(k) + \dfrac{e(k)\varphi_i(x_i(k))}{\alpha^w + \|\varphi_i(x_i(k))\|^2} = w_i(k) + \dfrac{e(k)\varphi_i(x_i(k))}{\alpha^w(k)}, \\ c_i(k+1) = c_i(k) + \dfrac{e(k)\varphi_i^c(x_i(k))}{\alpha^c + \|\varphi_i^c(x_i(k))\|^2} = c_i(k) + \dfrac{e(k)\varphi_i^c(x_i(k))}{\alpha^c(k)}, \\ \sigma_i^{-1}(k+1) = \sigma_i^{-1}(k) + \dfrac{e(k)\varphi_i^\sigma(x_i(k))}{\alpha^\sigma + \|\varphi_i^\sigma(x_i(k))\|^2} = \sigma_i^{-1}(k) + \dfrac{e(k)\varphi_i^\sigma(x_i(k))}{\alpha^\sigma(k)}, \end{cases} \quad (29)$$

For smoothing properties, we can introduce the following exponentially-weighted modification of the algorithm (16)

$$\begin{aligned} \alpha_i^w(k+1) &= \alpha\alpha_i^w(k) + \|\varphi_i(x_i(k))\|^2, \\ \alpha_i^c(k+1) &= \alpha\alpha_i^c(k) + \|\varphi_i^c(x_i(k))\|^2, \\ \alpha_i^\sigma(k+1) &= \alpha\alpha_i^\sigma(k) + \|\varphi_i^\sigma(x_i(k))\|^2, \end{aligned} \quad (30)$$

where is a forgetting factor.

It can be readily seen that when α=1 the algorithm (16), (17) has the properties of stochastic approximation, similar to those of the adaptive identification algorithm of Goodwin-Ramadge-Caines [11]. When α=0, the algorithm (16), (17) is similar to the well-known Widrow-Hoff procedure.

The use of the modified second order algorithms, proposed in this paper, does not complicate the implementation of the tuning procedures for the wavelet synapses significantly, providing at the same time a higher rate of convergence.

2 EXPERIMENTAL RESULTS

The efficiency of the wavelet neural neuron and proposed learning algorithms were tested in the problem of chaotic time series prediction. The chaotic signal was generated by the well-known Mackey-Glass time delay differential equation

$$\dot{x}(t) = \frac{0,2x(t-\tau)}{1+x^{10}(t-\tau)} - 0,1x(t) \quad (31)$$

with initial conditions $x(0) = 1,2$ and delay $\tau = 30$.

The training data set contained 50000 values for $t = 118, \ldots, 50117$, and the checking data set contained 500 values for $t = 50118, \ldots, 50617$. The wavelet neuron had 9 synapses, corresponding to the 9 inputs $(x(t-8), x(t-7), \ldots, x(t-1), x(t), n=9)$, and 5 wavelets in each synapse $(h_i = 5, i = 1 \ldots 9)$. The neuron was trained using the algorithm (17) with $\alpha = 0,99$.

The normalized root mean squared error measure (NRMSE) was used to estimate the forecast accuracy on the checking data. Fig. 2 shows the results of forecasting of the data from the checking set after 50000 iterations of online learning.

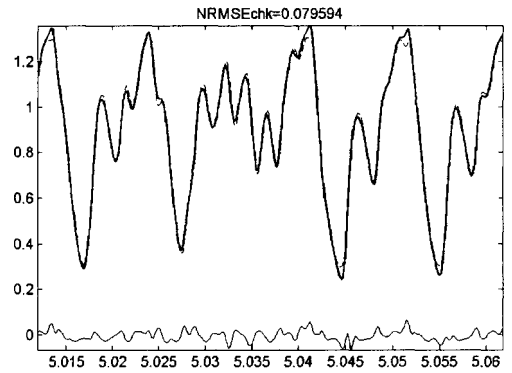


Figure 3 - Forecast of the checking set from the Mackey-Glass time series by the wavelet neuron with 5 wavelet synapses after 50000 iterations of online learning

The results of the wavelet neuron were compared with those obtained using an RBF network and a multiplayer perceptron (MLP). The RBF network had 9 basis functions (hidden layer units). The parameters of the basis functions (centers and radii) were trained online using the gradient descent (GD), whereas the output layer parameters were tuned with the recursive least squares method (RLSE). The MLP had 2 hidden layers (with 9 and 3 neurons with the hyperpolic tangent activation functions respectively), and a linear output layer. The weights of the MLP were trained in batch mode using the resilient propagation learning rule (RPROP), which is known to be one of the most effective gradient-descent-based learning procedures. For the MLP, both the training and checking sets contained 500 data points, and the training was performed for 100 epochs.

The summary of the experiment is given in Table 1.

Table 1 - Performance of the networks in the forecasting of the chaotic process

Network / Training Procedure	Parameters	Iterations	$NRMSE_{CHK}$
1 WNN / Proposed	54	50000	0.0796
RBFN / GD+RLSE	100	50000	0.0814
MLP / RPROP	124	100 epochs, 500 samples each	0.1088

The wavelet neural network had the smallest number of parameters among all the compared networks, though it provided the best forecast.

CONCLUSIONS

A new optimal learning algorithm for a wavelet neuron was proposed, which can be used to tune all the parameters of the neuron and has both the tracking and filtering properties. The implementation of the algorithm is quite simple. The use of the wavelet neuron and proposed learning algorithms was demonstrated in the problem of chaotic time series prediction.

REFERENCES

1. Aussem A., Campbell J., Murtagh F. Wavelet-based feature extraction and decomposition strategies for financial forecasting // J. Comput. Intell. Finance, March 1998, - P.5-12.
2. Aussem A., Murtagh F. Combining neural networks forecasts on wavelet transformed time series // Connection Science. - 1997. - 9. - P. 113-121.
3. Bodyanskiy Ye., Kolodyazhniy V., Stephan A. An adaptive learning algorithm for a neuro-fuzzy network / In "Computational Intelligence. Theory and Applications." Ed. by B. Reusch. - Berlin - Heidelberg - New York: Springer, 2001. - P. 68-75.
4. Bodyanskiy Ye., Vorobyov S., Stephan A. Detection of NARMA Sequence Order Using Recurrent Artificial Neural Networks // Proc. European Control Conference ECC'99. - Karlsruhe, Germany, 1999.
5. Бодянский Е.В., Винокурова Е.А. Обучение искусственных всплеск-нейронных сетей при обработке нестационарных стохастических сигналов // Радиоэлектроника и информатика, №1 (22), 2003, Харьков, ХТУРЭ. - С.85-89.
6. Бодянский Е.В., Винокурова Е.А., Плисс И.П. Адаптивный алгоритм обучения полиномиального вэйвлет-нейрона // Автоматика 2003: Материалы 10-й международной конференции по автоматическому управлению, г. Севастополь, 15-19 сентября 2003 г.: в 3-х т., - Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2003. - Т.3. - С.32-34.
7. Casarent D.P., Smokelin J.S. Neural net design of macro Gabor wavelet filters for distortion-invariant object detection in clutter // Optical Engineering - 1994. - 33. - P. 2264-2270.
8. Chang P.R., Yeh B.-F. Nonlinear communication channel equalization using wavelet neural networks // IEEE Tran. on Neural Networks. - 1995. - 6. - P. 923-934.
9. Daubechies I. The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis // IEEE Trans. on Information Theory. - 1990. - 36. - P. 961-1005.
10. Dzyadyk V.K. Introduction to the theory of uniform approximation of functions by polynomials. - Moscow: Nauka, 1977. (in Russian)
11. Goodwin G.C., Ramadge P.J., Caines P.E. A globally convergent adaptive predictor // Automatica. - 1981. - 17. - P. 135-140.
12. Imhoff S.A., Roeum D.Y., Rosiek M.R. New Classes of Frame Wavelets for Applications, / In "Wavelet Applications II." Ed. by H. H. Szu. - Proc. SPIE - The International Society for Optical Engineering. - Vol. 2491. - 1995. - P. 923-934.
13. Jiao L., Pan J., Fang Ya. Multiwavelet neural network and its approximation properties // IEEE Trans. on Neural Networks. - 2001. - 12. - P. 1060-1066.
14. Jouny I., Kanapathipillai M. Neural network adaptive wavelet classification of radar targets // Proc.1994 Int. Geoscience and Remote Sensing Symp. -1994.- P. 1889-1891.
15. Kadambe S., Srinivasan P. Applications of adaptive wavelets for speech // Optical Engineering. - 1994. - 33. - P. 2204-2211.
16. Kobayashi K., Torioka T.A wavelet neural network for function approximation and network optimization / In "Intelligent Engineering Systems Through Artificial Neural Networks." Ed. by C.H. Dagli, B.R. Fernandez, J. Ghosh, R.T.S. Kumara. - Vol. 4. - 1994. - P. 505-510.
17. Lekutai G., van Landingham H.F. Self-tuning control of nonlinear systems using neural network adaptive frame wavelets // Proc. IEEE Int. Conf. on Systems, Man and Cybernetics. - Piscataway, N.J. - Vol. 2. - 1997. 1017-1022
18. Mackey, M.C., Glass, L. Oscillation and chaos in physiological control systems // Science. -1977. - 197. - P. 287-289.
19. Mallat S.G. A theory for multiresolution signal decomposition: The wavelet representation // IEEE Trans. on Pattern Anal. Machine Intell. - 1989. - 11. - P. 674-693.
20. Marar J.F., Filho E.C. B.C., Vasconcelos G.C., Function approximation by polynomial wavelet generated from powers of sigmoids / In "Wavelet Applications III." Ed. by H. H. Szu. - Proc. SPIE - The International Society for Optical Engineering. - Vol. 2762. - 1996. - P. 365-374.
21. Park J., Sandberg I.W. Universal approximation using radial-basis-function networks // Neural Computation. - 1991. - 3. - P. 246-257.
22. Resnikoff H.L. Wavelets and adaptive signal processing / In "Adaptive Signal Processing." Ed. by S. Haykin. - Proc.SPIE-Int. Soc.Optical Engineering. -Vol. 155. -1991. -P. 370-382.
23. Rioul O., Vetterli M. Wavelets and signal processing // IEEE Signal Processing Mag. - 1991. - 8. - P. 14-38
24. Shepherd, A.J. Second-Order Methods for Neural Networks. - London: Springer-Verlag, 1997.
25. Szu H.H., Telfer B.A., Kadambe S. Neural network adaptive wavelets for signal representatin and classification // Optical Engineering. - 1992. - 31. - № 9. - P. 1907 - 1916.
26. Zhang Q., Benveniste A. Wavelet networks // IEEE Trans. on Neural Networks. - 1992. - 3. - P. 889-898.
27. Zhang B.L., Coggins R., Jabri M.A., Dersch D., Flower B. Multiresolution forecasting for futures trading using wavelet decomposition // IEEE Trans. on Neural Networks. - 2001. - 12. - P. 765-774.

Надійшла 26.03.04

В статье предложен новый оптимальный по быстродействию алгоритм обучения вэйвлет-нейрона, обеспечивающий настройку в реальном времени не только синаптических весов, но и параметров растяжения и сдвига дочерних вэйвлетов. Алгоритм обладает как следящими, так и сглаживающими свойствами, что позволяет эффективно использовать вэйвлет-нейроны как самостоятельно, так и в составе искусственных нейронных сетей для решения задач прогнозирования нелинейных временных рядов произвольной природы.

В статі запропоновано новий оптимальний за швидкодією алгоритм навчання вейвлет-нейрона, що забезпечує настроювання в реальному часі не тільки синаптичних коефіцієнтів, але й параметрів розтягання та зсувів дочірніх вейвлетів. Алгоритм має як слідкуючі, так і згладжуючі властивості, що дозволяє ефективно використовувати вейвлет-нейрони як самостійно, так і в складі штучних нейронних мереж для рішення задач прогнозування нелінійних часових рядів довільної природи.

УДК 681.3

А.И. Липчанский, У.И Лесовик, Зидат Хабис

СИНТЕЗ ЗАДАННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ В ПРОГРАММИРУЕМУЮ ЛОГИКУ

Описывается методология проектирования нейронных сетей (НС) для прогнозирования. С помощью пакета NeuroPro V 0.25 проведено обучение НС. Алгоритм функционирования НС описан на языке VHDL с учетом оптимальных параметров НС. Разработана модель НС, проверена правильность функционирования на тестовых примерах. При помощи пакета SynplifyPro 7.0 от Synplicity® произведен синтез устройства с ориентацией на микросхему семейства Virtex-II XC2V6000. Приведены структуры НС, аппаратурные затраты сведены в таблицу.

АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОБЛЕМЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Аппаратная реализация нейронных сетей (НС) обеспечивает максимально возможное быстродействие при решении специфических нейросетевых задач, таких как диагностика, распознавание образов, управление, прогнозирование и т.д. Такие НС позволяют реализовать преимущества свойственного им параллелизма и работают на несколько порядков быстрее по сравнению с их программной симуляцией. Особенно это актуально для задач реального времени, связанных, например, с ориентацией объектов в пространстве (манипулятор робототехнического комплекса, беспилотный транспорт и т.п.).

Использование современных перепрограммируемых пользователем базовых матричных кристаллов (FPGA) для реализации НС можно считать альтернативой по отношению к только программным или только аппаратным вариантам имплементации. Современные FPGA имеют значительный объем ресурсов - до 10 млн. системных вентилей на кристалл, высокую производительность с рабочими системными частотами до 420 МГц и возможностью реконфигурации кристалла непосредственно на рабочем месте [1].

Применение современной широкой номенклатуры FPGA, а также средств их автоматизированного проектирования и отладки, позволят объединить достоинства программного и аппаратного способов реализации НС. При этом могут быть решены вопросы, связанные с проблемой уменьшения стоимости и сроков разработки, а также снижения аппаратных затрат при схемной реализации НС и дальнейшей ее модификации.

Поскольку в данной статье основное внимание уделяется методическим вопросам синтеза НС в программируемую логику, авторами допускаются следующие упрощения: структура НС заранее задана, оптимизирована и обучена по алгоритму обратного распространения известны количество нейронных элементов с весовыми коэффициентами каждого из нейронов, необходимых для правильной работы НС.

В качестве примера для реализации рассмотрим НС, приведенную в [2], где описана целевая задача медицинской диагностики, моделирование и оптимизация структуры заданной НС. Несмотря на то, что статистическая медицинская диагностика не относится к задачам реального времени, методика синтеза НС, описанная ниже, применима для любой произвольно заданной структуры НС.

Статья содержит пример реализации НС и описание этапов ее разработки от функционального описания модели до оценки временных и аппаратурных характеристик. Приведена оценка оптимальности использования модели НС, полученной после описания используемого нейроалгоритма, в коде VHDL.

АППАРАТНЫЙ СИНТЕЗ ЗАДАННОЙ НС В ВИДЕ ПЛМ

Для реализации НС в аппаратурном виде полученная структурная модель НС была представлена в кодах языка VHDL. Полученная на языке VHDL модель содержит функциональную модель НС и составленный "тестбенч" с необходимыми тестами для проверки функционирования до синтеза, после синтеза и после размещения логики на чипе. Следующим этапом модель была синтезирована в цифровую логику для последующей имплементации на таких цифровых устройствах как FPGA.

VHDL (VHSIC Hardware Description Language, IEEE Standard 1076-1993)[3] является языком описания аппаратных средств общего назначения, используется для описания и моделирования функционирования широкого ряда цифровых систем и позволяет, с принятием подходящего из стилей кодирования, синтез кода в цифровую логику [4]. Язык позволяет проектировщику использовать одинаковое описание модели при создании и симуляции предварительной концепции проекта и, если

она была завершена успешно, использовать эту модель для ее синтеза в цифровую логику. При использовании методологии проектирования "сверху-вниз" описание проектируемого устройства первоначально формируется на системном/алгоритмическом уровне, и после этого модель анализируется на функциональную правильность. Затем генерируется более детальные модели с увеличением точности описания и учетом всех аспектов аппаратурной реализации.

Для реализации данной НС был выбран чип Xilinx Virtex II FPGA. Он имеет встроенные блоки умножителей 18x18, специальную логику ускоренного переноса для высокоскоросных арифметических операций, частичное реконфигурирование, гибкие логические ресурсы: до 122 880 триггеров, до 122 880 16-ти разрядных сдвиговых регистров на базе LUT, поддержка многовходовых умножителей и логических функций. Сделан по технологии 0.15-мкм с 8-слойной металлизацией и 0.12-мкм быстродействующими транзисторами. Частичное реконфигурирование позволяет производить очень быстрые нарастающие изменения свойственные алгоритму обучения. Архитектура, базирующаяся на мультиплексорах, гарантирует отсутствие конфликтных ситуаций при прохождении сигналов, и таким образом, что произвольные конфигурационные данные не приведут чип к самоуничтожению.

В процессе синтеза основная задача -это описание модели НС синтезируемым стилем. Если код VHDL компилируется и правильно моделируется, то не обязательно, что он будет правильно синтезироваться. И даже если код VHDL правильно синтезируется, результирующая реализация может быть неэффективной. Обычно, инструментальные средства синтеза в качестве входа будут принимать только подмножество VHDL. Другие изменения должны быть сделаны в коде VHDL, поэтому инструмент синтеза "понимает" намерения проектировщика. Чтобы произвести эффективную реализацию, могут потребоваться дальнейшие изменения в коде VHDL.

Например, когда используются целочисленные сигналы, важно определить целочисленный диапазон. Если никакой диапазон не определен, VHDL синтезатор может интерпретировать целочисленный сигнал для представления 32-разрядного регистра, так как максимальный размер целого числа VHDL - 32 бита. Когда целочисленный диапазон определен, большинство синтезаторов реализует целочисленное сложение и вычитание, используя двоичные сумматоры с соответствующим числом битов. Вообще, когда сигналу VHDL присваивается значение, он будет сохранять это значение до тех пор, пока ему не присвоят новое значение. Из-за этого свойства, некоторые VHDL синтезаторы могут подразумевать задвижку, хотя она не была задумана проектировщиком.

Каждый синтезатор имеет собственный функциональный пакет для операций, обычно используемых в аппаратурных моделях. IEEE предоставляет стандартный синтезирующий пакет, включающий функции для арифметических операций над bit_vectors и std_logic векторами. Пакет numeric_bit определяет арифметические операции bit_vector векторов. Пакет содержит два класса предопределенных массивов для подачи безнаковых и знаковых битовых значений:

```
type unsigned is array (natural range <>) of bit;
type signed is array (natural range <>) of bit;
```

Числа со знаками представляются в двоичном суммирующем коде. Пакет содержит версии арифметических операций, операций отношения, логических и операций сдвига, которые перезагружаются, так же как и функции преобразования. Пакет numeric_std определяет аналогичные операции для std_logic векторов. Типы без знака и со знаком определяются как массивы std_logic векторов вместо массивов битов. Тип UNSIGNED основан на IEEE-стандартной логике, мы также заменили всю bit логику на тип STD_LOGIC.

VHDL-код проекта содержит функции, которых нет в синтезирующих библиотеках. По этой причине мы заменили std_logic на тип UNSIGNED или signed, чтобы можна было использовать определенные для этих типов перезагружающиеся операторы "+" и "*".

В программе были использованы пакеты библиотеки IEEE:

```
IEEE. std_logic_1164. all;
ieee. numeric_std. all;
ieee. std_logic_unsigned. all;
ieee. std_logic_signed. all.
```

Была также созданы собственные пакеты (например, пакет global_matrixs содержит описание матрицы весов первого нейрона первого слоя), содержащие описание типа сигналов весов синапсов нейрона. В дальнейшем можно пользоваться этими пакетами, введя следующую строчку разделе описания использываемых библиотек:

```
use global_matrixs. all;
```

Основные проблемы, которые могут возникнуть при реализации НС в рекорфигурируемой аппаратуре, связаны с представлением чисел с плавающей точкой и нелинейной активационной функции нейрона.

Работа с числами с плавающей точкой является проблемой, так как арифметические операции и схемы для чисел с плавающей точкой намного сложнее чем для целых чисел, медленнее работают и занимают большую площадь кристалла. Подходящим решением для усовершенствования производительности проекта и уменьшения аппаратурных затрат является конвентирование чисел с плавающей точкой в числа типа integer. Конечно, это накладывает некоторые ограничения на точность, но в данном частном случае хорошие результаты были достигнуты. Диапазон изменения весов (-1; 1) - число с плавающей точкой - описывается на языке VHDL как число в формате real. Числа формата real не синтезируемы, необходимо перейти к представлению весов в целочисленном формате. Для этого было сделано следующее. Описан сигнал, представляющий весовой коэф-

фициент синапса нейрона, числом типа unsigned (целое без знака), имея в виду, что таким образом создаем двоичное представление дробной части весового коэффициента. То есть, если весовой коэффициент 2-го синапса первого нейрона $W_{1,2}$ = 0.5 в двоичной системе исчисления представляеться как 0.1, то в данном проекте он будет представлен как 1000 0000.

В программе, реализующей НС, на входные сигналы X_i подаются признаки в уже нормализованном виде. То есть сигналы X_i тоже находятся в диапазоне (-1;1) и должны быть представлены типом unsigned.

Результат умножения X*W будет меньше единицы. В модели нейрона это синапс, который должен быть суммирован с другими синапсами нейрона. Для того, чтобы результат умножения был представим в удобном для нас виде и впоследствии мог быть использован в суммировании сдвигаем произведение Qpi на 8 разрядов вправо, а затем бере младшие 8 битов. Таким образом, мы округляем полученное нами произведение до 8-ми бит:

```
Qout_fraci:= Qp3 Srl n;
Q_fraci:= Qout_fraci (n-1 downto 0);
```

Другая проблема представления арифметических операций в цифровой аппаратуре заключается в реализации активационной функции нейрона. Некоторые активационные функции, например такие как сигмоидная (используемая в модели нейрона при создании модели с помощью пакета NeuroPro 0.5), нуждаются в некоторых модификациях для того чтобы упростить ее для проектирования в аппаратуре. В нашем случае, сигмоидная функция была замещена кусочно-линейной функцией (Рис.1).

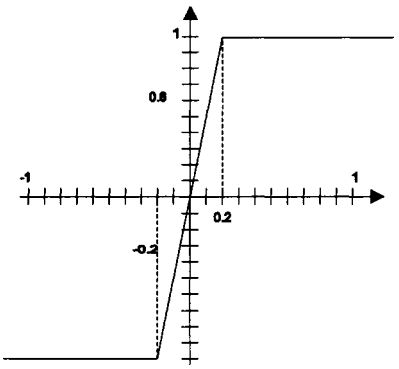


Рисунок 1

Таким образом, активационная функция может быть описана на языкеVHDL следующим образом:

```
if ADD_frac2 <= COMP then
    Q_B:="11111111";
else Q1:= ADDITION*ADD_f;
    Q1:=Q1 sll 3;
    Q_B:= Q1(10 downto 3);
end if;
```

То есть, если значение на выходе сумматора лежит в диапазоне от -0,2 до 0,2, то Y будет вычисляться по функции y=5x, в другом случае функция будет равна -1 или 1 (1 - если выход сумматора положителен).

АРХИТЕКТУРА СИНТЕЗИРУЕМОЙ НС

Полученная НС состоит из трех слоев. Входной слой имеет с четыре нейрона, на которые параллельно поступает информация с тестовой выборки. Каждый нейрон насчитывает различное количество синапсов - входные сигналы (признаки) поступают на каждый из нейронов входного слоя. Первый нейрон имеет три синапса, второй - 14, третий - 12, четвертый - 13.

Второй скрытый слой состоит из трех нейронов, которые обрабатывают данные, поступившие от нейронов первого слоя. Каждый из нейронов второго слоя имеет 4 входные шины, представляющие синапсы нейрона и сигнал bias - сигнал смещения.

Третий слой - слой суммирования состоит из двух суммирующих элементов, суммирующих выходы от 3-х нейронов предыдущего слоя.

Матрица весов описывается как одномерный массив, элементами которого являются весовые коэффициенты каждого из синапсов нейрона. Матрица весов отдельна для каждого из нейронов НС.

При описании модели НС на языке VHDL были созданы следующие компоненты: четыре нейрона первого слоя, содержащие описание в четырех отдельных файлах - sample3. vhdl, neuron1l_2. vhdl, neuron1l_3. vhdl, neuron1l_4. vhdl; один компонент описывающий нейроны второго слоя (они одинаковы по архитектуре) в файле neuron2l_comp. vhdl и суммирующий элемент суммирующего слоя в файле sum_component. vhdl. Второй слой состоит из трех компонентов нейрона второго слоя, суммирующий слой состоит из двух суммирующих элементов и схемы сравнения, так как на выходной триггер поступает результат с того суммирующего элемента, чей выход больше.

Каждый из компонентов, представляющих нейрон, содержит в себе определенное количество синапсов, один сумматор и пороговую функцию. Шина, отвечающая за подачу входных сигналов, а также другие входные шины имеют размерность 8 бит (7 downto 0), так как большая точность не требуется.

Синапс в модели нейрона реализован операцией умножения $X_{i,j}*W_{i,j}$, где

$X_{i,j}$ - входной признак поступающий на j-тый синапс i-го нейрона,

$W_{i,j}$ - *весовой коэффициент j-ого синапса i-го* нейрона.

Суммирование оперирует с числами в формате signed. Для этого, перед тем как суммировать, необходимо преобразовать результат умножения из формата unsigned в signed с учетом знака произведения.

В ходе работы над проектом было выяснено, что синтезированная схема полностью зависит от способа описания функционирования устройства. Описание НС и контроллера было сделано на структурном уровне с помощью языка VHDL, и в результате, после синтеза получили такие элементы логики как регистры, сумматоры, триггера и другие логические блоки, которые были сопоставлены к соответствующим объектам структуры.

Для функционального моделирования был использован пакет фирмы Aldec Active-HDL 5.0.

Результаты симуляции схемы до синтеза и после него совпадают, что означает правильность синтеза схемы.

ОПИСАНИЕ СИНТЕЗИРОВАННОЙ МОДЕЛИ

Синтез окончательных VHDL файлов был осуществлен с использованием пакета SymplifyPro 7.0 от Synplicity® и ориентирован на Virtex-II семейство ПЛИС с архитектурой FPGA. Была использована XC2V6000 микросхема семейства Virtex-II. Она содержит 6млн системных вентилей 144 блока умножителей и блочную память емкостью 2592 Кбит.

Synplify Pro - пакет предназначенный для синтеза логических элементов, ориентированный на FPGA (Field Programmable Gate Arrays) и CPLD, разработанный фирмой Synplicity ®. Работа с Synplify Pro начинается с высокоуровневых проектов, написанных на языках Verilog и VHDL (языки описания аппаратуры). Используя собственную Behavior Extracting Synthesis Technology (B.E.S.T.) технологию, пакет конвертирует HDL в маленькие, высокопроизводительные списки соединений проекта (design netlists), оптимизированные для общераспространенных поставщиков технологий. При необходимости, Synplify Pro может производить VHDL and Verilog списки соединений после синтеза (post-synthesis netlists) которые можно использовать для моделирования после синтеза, чтобы проверить правильность синтеза.

Рис.2 содержит окончательную схему устройства. Устройство состоит из контроллера и самой НС. Блок контроля работает на системной частоте 20 MHz и предоставляет требуемые сигналы контроля. Контроллер управляет работой НС. Он синхронизирует работу каждого слоя и сообщает, когда можно подавать на входы следующий тестовый вектор.

На следующем рисунке изображена схема НС, синтезированная с помощью SymplifyPro 7.0. На рисунке видны четыре нейрона во входном слое и два компонента скрытого слоя и слоя суммирования.

Каждый из нейронов содержит определенное количество логических вентилей, реализующих функцию нейронного элемента.

На рис.4 изображена схема первого нейрона входного слоя. Он состоит из 5-ти регистров (для инвертирования шины), 2-х сумматоров, 4-х DE-триггеров, 10-ти мультиплексоров 2-в-1, 4-х умножителей, 1 триггер-латч, 2-х входовых элементов "или", "и" и "исключающее или".

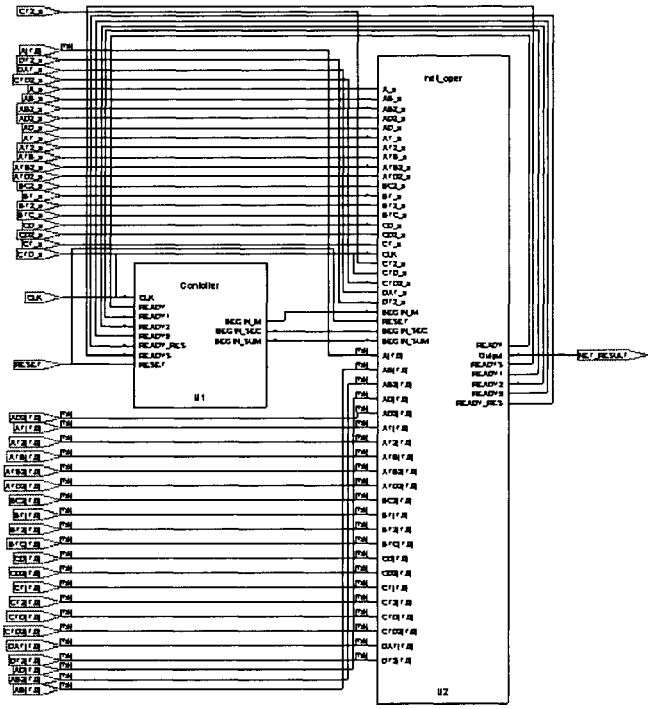


Рисунок 2

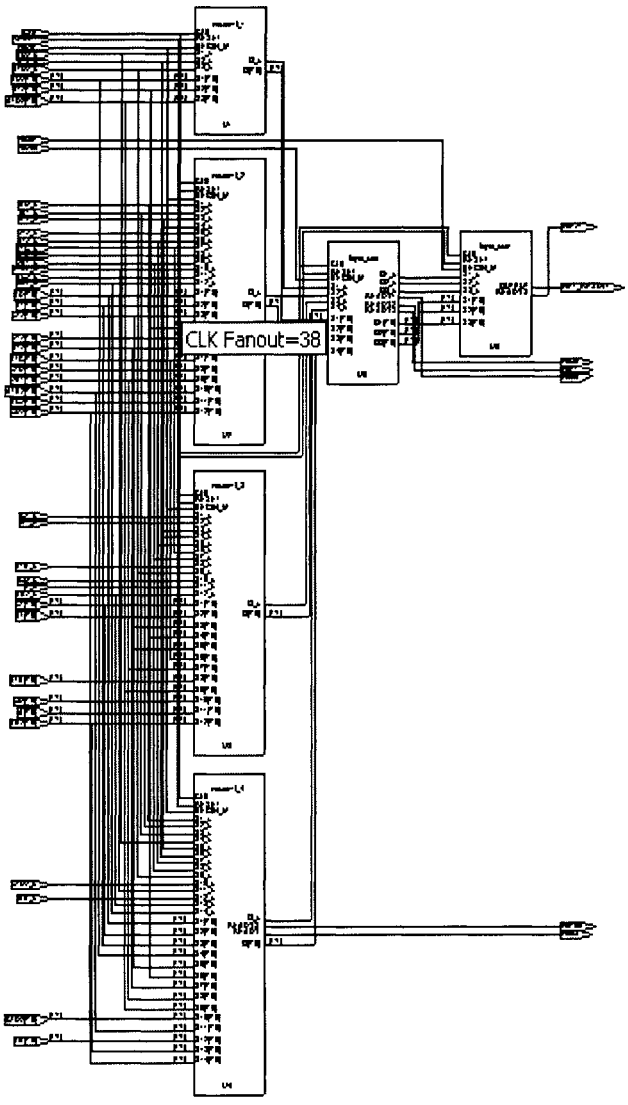


Рисунок 3

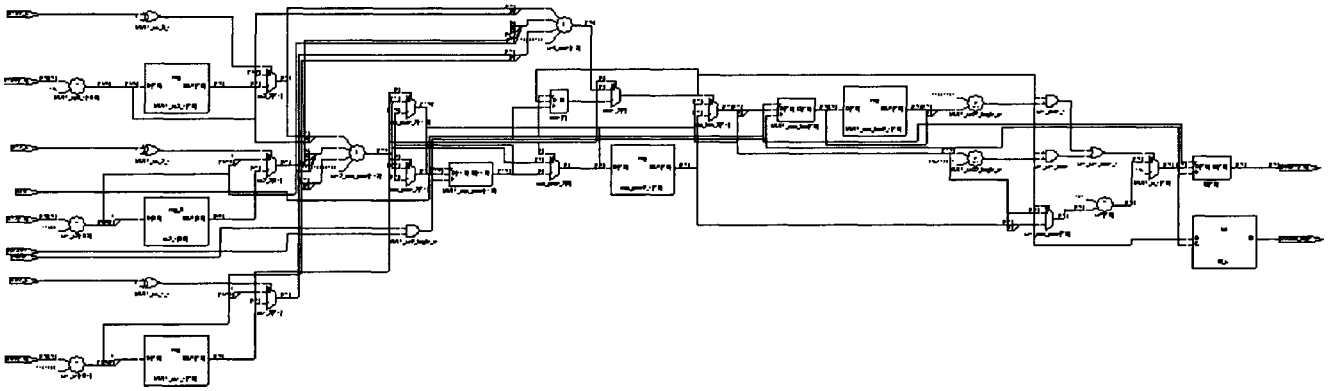


Рисунок 4

Необходимо проверить правильность функционирования устройства после синтеза. Это моделирование покажет, что синтез прошел успешно. Симмуляция после этапа place and route необходима для уверенности, что проект будет работать с требуемой скоростью, беря во внимание время загрузки логических вентилей и задержку распространения сигнала в линиях.

В табл.1 показаны сведения о различных ресурсах, использованных в FPGA.

Таблица 1

Число CLBs	3471/600000 (3%)
Число bonded IOBs	201/ (%)
Число глобальных буферов	1/8 (12 %)
Сумма использованных вентилей	3948
Минимальный период	25.405 ns
Максимальная частота	39.362 MHz
Максимальная задержка на линии	1.148 ns
Средняя задержка связи	3.494 ns
Average Connection Delay on critical nets	0.000 ns
Средняя расфазировка синхронизирующих импульсов	0.248 ns
Максимальная задержка контакта	1.148 ns
Средняя задержка связи на худших связях	9.184 ns

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Даже центральный процессор относительно высокого быстродействия не может осуществить обучение НС с большим количеством нейронов и синапсов, а также формировать ответ сети в реальном масштабе времени. Реализованная аппаратно НС может производить арифметические операции намного быстрее по сравнению с ее программной реализацией. FPGA обрабатывают данные, поступающие параллельно, с высокой скоростью, что сокращает общее время вычислений. Кроме этого, архитектура FPGA достаточно простая и может быть без существенных затрат расширена до 128 входов.

К недостаткам реализованной аппаратно НС следует отнести такие факторы как сложная схема синхронизации при сложных имплементациях. Кроме этого, количество входных/выходных линий ограничено ресурсами чипа. Аппаратурная реализация НС не имеет гибкости присущей программным средствам и для нее трудно реализовать процесс обучение сети.

В статье было продемонстрирована методология проектирования предварительно обученной НС для решения задачи прогнозирования. Были оценены аппаратурные и временные затраты.

НС имеет цифровую реализацию базирующуюся на языке VHDL, которая обеспечивает эффективное использование площади кристалла и быстрый автоматизированный технологический процесс проектирования.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Кнышев Д.А., Кузелин М.О. ПЛИС фирмы "Xilinx": описание структуры основных семейств. - М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2001.
2. Сулима Т.Н., Лесовик У.И. Использование метода нейронных сетей для прогнозирования состояния здоровья подростков по результатам медико-генетического обследования // Проблемы бионики. Харьков, № 57, 2002. С. 61-66
3. "IEEE Standard VHDL Language Reference Manual", ANSI/ IEEE Std 1076-1993
4. Sjoholm S. and Lindh L. (1997). "VHDL for Designers", Prentice-Hall, 1997, ISBN 0-13-473414-9

Надійшла 26.03.04

The implementation of the neural network for the prediction on the programmable logic / A.I. Lipchanscky, U. I. Lesovik //The example of № № realization is considered. Also description of all its design stages from № № function model description to its timing and hardware characteristics estimation is considered. № № structural model is presented in VHDL code. Through SynplifyPro 7.0 package from Synplicity® the system synthesis with the orientation on Virtex-II XC2V6000 family is made out. The estimation of the optimality of the synthesized № № model utilization is accomplished. № № structures are shown; hardware costs are taken to the table.

Розглядається методологія проектування нейронних мереж для прогнозування. За допомогою пакета NeuroPro V 0.25 проведено навчання нейронної мережі(НМ). Подано приклад реалізації нейромережі та опис етапів її розробки з функційного опису моделі НМ до оцінки її часових і апаратурних характеристик. Структурна модель НМ приведена в кодах мови VHDL. За допомогою пакета SynplifyPro 7.0 синтезовано пристрій на мікросхемах сімейства Virtex-II XC2V6000. Здійснена оцінка оптимальності використання синтезованої моделі НМ. Приведені структури НМ, апаратурні витрати зведені в таблицю.

УДК 004.93:007.52

Г. Сетлак

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ КЛАССИФИКАЦИИ В МЕНЕДЖМЕНТЕ

В работе представлены результаты исследования возможности использования различных видов искусственных нейронных сетей для решения задач классификации. Целью исследований были анализ и оценка используемых методов классификации.

1 ВВЕДЕНИЕ

Проблемы классификации являются одними из наиболее часто возникаемых и решаемых задач как в повседневной хозяйственной деятельности, так и в экономическом анализе этой деятельности организации. Решение задач классификации заключается в разработке, конструкции таких правил и закономерностей, которые позволили бы распознать определённые явления или объекты и определить их принадлежность к каким-то классам (группам, категориям). Задача значительно усложняется, если при определении классов необходимо брать во внимание очень большое количество характеристик исследуемых обьектов и явлений (как например, при оценке конкурентоспособности предприятия), тем более, если эти характеристики слабо определены или трудно формализуемы.

Раньше для решения задач классификации использовались так называемые таксономические методы. При этом таксономия рассматривается как статистическая научная дисциплина, занимающаяся разработкой основ и процедур классификации. Главная трудность во всех стандартных статистических методах заключается в том, что большая часть знаний, используемых для классификации, представляет собой распределение случайных переменных. Особенно большие проблемы появляются при использовании непараметрических методов классификации для многомодальных распределений [1,2]. В последние годы для решения сложных задач классификации всё чаще используются искусственные нейронные сети. На основе многочисленных исследований подтверждено, что нейронные сети обеспечивают высокую эффективность распознавания [2,5]. При этом отличаются исключительной устойчивостью перед случайными помехами. Нейронные сети приспособлены для обнаружения сложных зависимостей при отсутствии априорных знаний об исследуемых процессах или объектах. Кроме этого нейронные сети отлично работают со всеми наиболее сложными распределениями данных. Поэтому с успехом используются везде, где производилось оценивание при помощи статистических методов анализа, таких как регрессионный, кластерный, дискриминантный анализ или временные ряды, в том числе и для решения задач классификации.

Целью данной работы является анализ и оценка возможностей использования для решения задач классификации в стратегическом анализе различных видов нейронных сетей, в том числе многослойного персептрона, радиальной базисной функции, нейронной карты Кохонена, вероятностной нейронной сети. Практическая реализация и анализ выполнены с использованием программного пакета Statistica Neural Networks 4.0E [1].

2 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В работе решается задача стратегического менеджмента: выбор наиболее перспективных рынков сбыта для изготавливаемых изделий домашнего хозяйства. Это одна из многочисленных задач классификации, решаемых в процессе функционирования каждой производственной системы. Анализ возможностей использования для решения задач классификации различных видов нейронных сетей в работе выполняется на данных маркетингового анализа рынка изделий, а именно пылесосах. В качестве классифицируемых наблюдений используем информацию о пылесосах, которые нужно распределить по четырём классам, т.е. рынкам сбыта. Входные параметры, характеризующие каждый пылесос, приведены в табл.1. Первый столбец таблицы содержит описание каждой характеристики, тип которой указан во втором столбце. Третий столбец содержит сокращённое имя соответствующего параметра, под которым он фигурирует в программном пакете Statistica Neural Networks.

Выходной параметр классификации - один из четырёх классов рекомендуемого рынка сбыта (в пакете STNN ему соответствует сокращение CLASS). Описания рынков представлены в таблице 2.

Таблица 1 - Параметры, характеризующие изделия (пылесосы)

Описание	Тип	Сокращение
Мощность электродвигателя, Вт	число	ENGINE_W
Цена	число	PRICE
Тип системы фильтрации воздуха	{да, нет}	FLTR_SYS
Наличие автоматических функций	{да, нет}	AUTOFUNC
Автоматическое свёртывание шнура	{да, нет}	AUTOCORD
Регулятор мощности	{да, нет}	SPD_CTRL
Система понижения шума	{да, нет}	NOISSYS
Функция влажной уборки	{да, нет}	WASH
Эстетика внешнего вида	{да, нет}	VIEW
Дополнительные возможности	{да, нет}	FEATURE
Известная марка изготовителя	{да, нет}	BRAND
Уровень сервисного обслуживания	{низкий, средний, высокий}	SERVICE

Таблица 2 - Описание типов рынков сбыта пылесосов

КЛАСС	КЛАСС 1	КЛАСС 2
ОПИСАНИЕ КЛАССА **ОСНОВНЫЕ КРИТЕРИИ**	Большой спрос покупателей на самые высококачественные изделия (требуется высокая мощность электродвигателя, могут это быть очень дорогие изделия, с хорошими фильтрами, с автоматикой, со всеми дополнительными возможностями, с отличным сервисом, с хорошим дизайном, известная марка производителя).	Средний класс покупателей, спрос которых на дорогие изделия меньший, но требования к изделию довольно большие. Спрос на изделия по средней цене, с большой мощностью электродвигателя, с хорошими фильтрами, с автоматикой, с системой понижения шума, без дополнительных возможностей, но с хорошим сервисом, с хорошим дизайном, не требуется известность марки производителя
КЛАСС	**КЛАСС 3**	**КЛАСС 4**
ОПИСАНИЕ КЛАССА **ОСНОВНЫЕ КРИТЕРИИ**	Небольшой спрос покупателей на изделия по умеренным ценам и среднего качества, требуется высокая мощность, с хорошими фильтрами, с автоматикой, тихо работающие, не требуются дополнительные возможности, с отличным сервисом, с хорошим дизайном, не требуется известность марки производителя	Малый спрос покупателей вообще, предпочтения изделиям подешевле. Требуется средняя мощность, низкая цена, фильтры - любые, не нужна автоматика и не требуются никакие дополнительные возможности, не важна громкость работы, достаточно минимальный сервис, не важен дизайн и не требуется марка.

Для решения таких задач идентификации и классификации объектов в стратегическом менеджменте в представляемых исследованиях используются искусственные нейронные сети. В течение последних десятилетий появилось огромное количество публикаций по теории искусственных нейронных сетей и практическим вопросам их реализации [3,5], поэтому в данной работе представим только основные положения из теории нейронных сетей, необходимые для дальнейшего понимания исследуемой проблемы.

Каждая искусственная нейронная сеть представляет собой множество соединённых определённым образом простых элементов - нейронов, что в результате даёт огромную вычислительную мощность параллельной обработки данных. Задача нейронной сети заключается в преобразовании информации требуемым образом. Конкретный вид выполняемого нейронной сетью преобразования данных обуславливается не только характеристиками входящих в её структуру нейронов, но и особенностями её архитектуры, а именно топологией межнейронных связей, направлением и способами передачи информации между нейронами, а также способами обучения сети.

В задаче классификации, принимая, что во входном векторе образов можно выделить несколько классов, нейронная сеть должна отнести каждое наблюдение к одному из классов или, в более общем случае, оценить вероятность принадлежности наблюдения к каждому из классов. В ситуации, когда классифицируемый входной сигнал не соответствует ни одному из образцов (напри-

мер, нарушен случайными помехами), в искусственных нейронных сетях производится процесс распознавания, а позже в результате распознания - классификация.

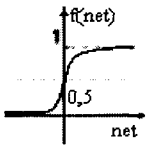
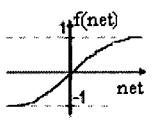
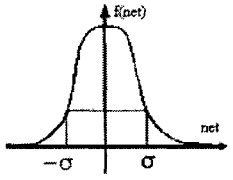
Для моделирования нейронных сетей в работе использовался программный пакет Statistica Neural Networks 4.0E [1] (STNN). STNN является одним из наиболее современных по технологии и по рабочим характеристикам среди нейронно-сетевых пакетов, предлагаемых сейчас на рынке программного обеспечения. Главные преимущества этого программного пакета - это прежде всего такие возможности, как "Интеллектуальный исследователь задач" (Intelligent Problem Solver, IPS) - основанная на методах искусственного интеллекта система построения архитектуры сети и нейро-генетический отбор данных (Neuro-Genetic Input Selection), который выполняет выбор нужных входных переменных. Этот пакет включает в себя средства для создания, редактирования, обучения, оптимизации и анализа нейронных сетей, а также решения разнообразных задач, среди которых и задача классификации. Модуль IPS - "Интеллектуальный исследователь задач" используется на этапе конструирования нейронной сети, позволяет автоматически выбрать тип сети, архитектуру и способ обучения, рассматривая поиск лучшего варианта как оптимизационную задачу. Нейро-генетический агоритм отбора входных данных {PRIVATE "TYPE=PICT, ALT=[Network Example]"} соединяет в себе возможности генетических алгоритмов и нейронные сети типа PNN/GRNN (PNN - вероятностные нейронные сети, GRNN - обобщенно-регрессионые нейронные сети) для автоматического поиска оптимальных комбинаций входных переменных, в том числе и в тех случаях, когда между ними имеются корреляции и нелинейные зависимости. Необыкновенно высокая скорость обучения по PNN/GRNN-алгоритму дает возможность применить генетический алгоритм и, более того, дает возможность в реальном времени проводить собственные эксперименты на чувствительность данных.

В STNN классификацию можно осуществлять с помощью нейронных сетей следующих типов: многослойного персептрона, линейной сети, нейронных сетей радиальной базисной функции, сети Кохонена и вероятностной нейронной сети. Представим более подробно все виды нейронных сетей, используемые в исследованиях при помощи STNN для решения задач классификации.

2.1 МНОГОСЛОЙНЫЙ ПЕРСЕПТРОН

Многослойный персептрон является прямонаправленной нейронной сетью, характеризирующейся передачей информации от входного уровня через К дополнительных укрытых слоёв к выходному слою. В стандартной структуре многослойного персептрона каждый i-тый узел в k-том слое соединяется посредством синаптических весов W_{ij} со всеми узлами предыдущего слоя (k-1). Выходные сигналы рассчитываются следующим образом: в скрытом слое: $Y_i = f(\sum_{j=1}^{N} W_{ij}x_j - \theta_j)$, в выходном слое: $Y_i = f(\sum_{j=1}^{N} W'_{ij}Y_i - \theta'_j)$, где θ_j, θ_j'- величины смещения, $x_j (j = 1, 2, \ldots, N)$- входные сигналы, W_{ij}, W'_{ij} -синаптические веса, $f(\sum_{j=1}^{N} W_{ij}x_j)$ - активационная функция. Каждый слой сети рассчитывает нелинейное преобразование от линейной комбинации сигналов предыдущего слоя. В качестве нелинейности в скрытых слоях чаще всего используется сигмоидальная функция, описываемая по формуле (1), табл.3) или гиперболический тангенс (табл.3, формула (2)). Отметим такие ценные свойства сигмоидальной функции, как простое выражение для ее производной, а также то, что сигмоидальная функция дифференцируема на всей оси абсцисс. Следует также отметить, что хотя многослойный персептрон был первой моделью искусственной нейронной сети, разработанной Розенблаттом в 1956 году [6], однако эффективное использование его в исследованиях возможно только после 1986 г., т.е. после разработки для обучения этих сетей Алгоритма Обратного Распространения Ошибок (англ.Back-propagation) [4-7].

Таблица 3 - Виды используемых активационных функций

Нелинейная сигмоидальная	$f(net) = \frac{1}{1+e^{-\beta net}}$, $\beta > 0$ (1)	
Гиперболический тангенс	$f(net) = \frac{1-e^{-\beta net}}{1+e^{-\beta net}}, \beta > 0$ (2)	
Радиально-симметричная	$f(net) = e^{-\frac{net^2}{2\sigma}}$ (3)	

В настоящее время эта модель нейронных сетей заслуженно получила знание, широкое распространение и применение для решения задач в различных областях. Многослойный персептрон может формировать на выходе произвольную многомерную функцию при соответствующем выборе количества слоев, диапазона изменения сигналов и параметров нейронов. Многослойный персептрон узнан универсальным апроксиматором функций, что подтверждено в многочисленных исследованиях.

2.2 НЕЙРОННАЯ СЕТЬ РАДИАЛЬНО-БАЗИСНЫХ ФУНКЦИЙ

В общем случае под термином сеть радиально-базисных функций (Radial Basis Function Network, RBFN, RBF-сеть) понимается любая нейронная сеть, которая содержит скрытый слой нейронов с радиально симметричной функцией активации, каждый из которых предназначен для хранения отдельного эталонного вектора в виде вектора весов (так называемый шаблонный слой). Сеть радиально-базисных функций в наиболее простой форме представляет собой сеть с тремя слоями: обычным входным слоем, выполняющим распределение данных образца для первого слоя весов, скрытым слоем и выходным слоем. В общем случае архитектура RBFN может включать в себя такие сети, как обобщенно регрессионные (General Regression) и вероятностные нейронные сети (Probabilistic Neural Networks). Однако, чаще всего под парадигмой RBFN понимается структура, предложенная в [4,5]. Архитектура этой нейронной сети представлена на рис.1.

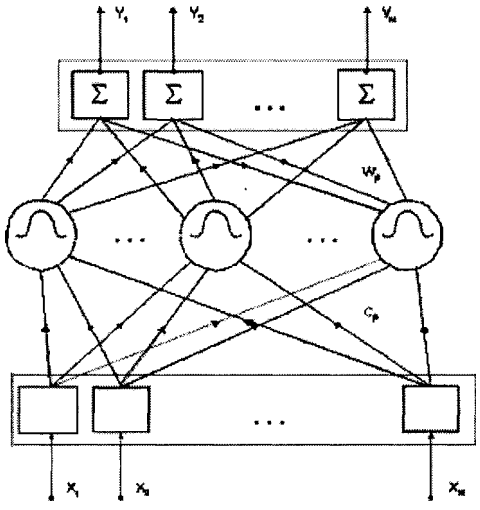


Рисунок 1 - Архитектура нейронной сети радиальной базисной функции

Связи элемента скрытого слоя определяют центр радиальной функции для данного скрытого элемента. Ввод для каждого элемента выбирается равным евклидовой норме

$$net_j = \|x - W_j\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} (X_i - W_{ij})^2}, \qquad (4)$$

где n - число входных элементов x.

Внутренний слой нейронов-образцов полностью связан с выходным линейным слоем. Синаптические веса всех нейронов скрытого слоя равны единице. Введём обозначение: $c=(c1, c2,..., c_p)$ - вектор координат центра активационной функции нейрона скрытого слоя; σ_j - ширина активационной функции j-того нейрона скрытого слоя. Радиально-симметричная активационная функция нейронов скрытого слоя (здесь это функция Гаусса) будет рассчитываться по формуле: $f(x,c)=$ $= \exp\left(- \sum_{j=1}^{p} (x_j - c_j)^2 / 2\sigma \right)$, (смотри (3) табл. 1).

Сети RBF имеют ряд преимуществ перед многослойными персептронами. Во-первых, они моделируют произвольную нелинейную функцию с помощью всего одного промежуточного слоя, и тем самым нет необходимости решать вопрос о числе слоев. Во-вторых, параметры линейной комбинации в выходном слое можно полностью оптимизировать с помощью хорошо известных методов линейного моделирования, которые работают быстро и не испытывают трудностей с локальными минимумами, которые являются главной проблемой при обучении многослойных персептронов. Поэтому сеть RBF обучается очень быстро.

2.3 ВЕРОЯТНОСТНАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ

Вероятностные нейронные сети (Probabilistic Neural Networks - PNN) предназначеные для решения задач классификации, по своей сути представляют собой параллельную реализацию статистических методов. В работе [8] было впервые представлено, как для классификации образов можно использовать нейронную сеть, в которой реализуются статистические методы. В основу классификации в сети PNN положено использование методов Байеса (Bayes). Идея состоит в том, что для каждого образца можно принять решение на основе выбора наиболее вероятного класса из тех, которым мог бы принадлежать этот образец. Такое решение требует оценки функции плотности вероятности для каждого класса. В статистическом методе Байеса минимизируется ошибка, выбирая модель с такими параметрами, при которых плотность вероятности будет наибольшей. Все выходы нейронной сети можно интерпретировать как оценки вероятности принадлежности элемента некоторому классу и сеть фактически учится оценивать функцию плотности вероятности. При решении задачи классификации можно оценить плотность вероятности для каждого класса, сравнить между собой вероятности принадлежности различным классам и выбрать наиболее вероятный.

Вероятностная нейронная сеть имеет по меньшей мере три слоя: входной, радиальный и выходной (смотри рис.2). Радиальные элементы берутся по одному на каждое обучающее наблюдение. Каждый из них представляет гауссову функцию с центром в этом наблюдении. Каждому классу соответствует один выходной элемент. Каждый такой элемент соединен со всеми радиальными

элементами, относящимися к его классу, а со всеми остальными радиальными элементами он имеет нулевое соединение. Таким образом, выходной элемент просто складывает отклики всех элементов, принадлежащих к его классу. Значения выходных сигналов получаются пропорциональными ядерным оценкам вероятности принадлежности соответствующим классам, и пронормировав их на единицу, мы получаем окончательные оценки вероятности принадлежности классам. В программном пакете STNN в вероятностную нейронную сеть может быть добавлен четвертый слой, содержащий матрицу потерь. Она умножается на вектор оценок, полученный в третьем слое, после чего в качестве ответа берется класс, имеющий наименьшую оценку потерь.

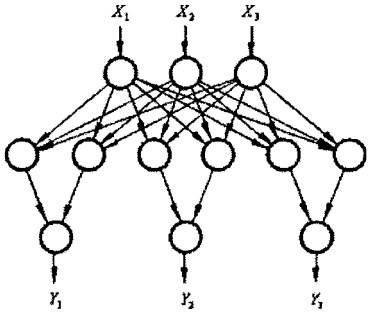


Рисунок 2 - Архитектура вероятностной нейронной сети

2.4 НЕЙРОННАЯ СЕТЬ КОХОНЕНА

Сети Кохонена принципиально отличаются от выше представленных типов сетей [9] тем, что сеть Кохонена обучается без надзора (или иначе так называемое "обучение без учителя"), при котором обучающие данные содержат только значения входных переменных и не содержат соответствующие им выходные значения. Сеть состоит из M нейронов (для решения представленной задачи в исследованиях рассматриваем сеть из четырёх нейронов), образующих прямоугольную решетку на плоскости (рис.3). Элементы входных сигналов подаются на входы всех нейронов сети. В процессе работы алгоритма настраиваются синаптические веса нейронов. Для настройки сети определяется мера соседства нейронов (мера близости). На рисунке 4 показаны зоны топологического соседства нейронов на карте признаков в различные моменты времени. $NE_j(t)$ - множество нейронов, которые считаются соседями нейрона j в момент времени t. Зоны соседства уменьшаются с течением времени. В начале обучения весовым коэффициентам сети присваиваются малые случайные значения. Общее число синаптических весов равно $M \cdot N$. Затем для всех нейронов вычисляются расстояния d_j до входного сигнала и выбирается наилучший нейрон j^* по формуле [9]:

$$j^* = \arg\min_j d_j = \arg\min_j \sum_{i=0}^{N-1} \left(x_i(t) - w_{ij}(t)\right)^2, \qquad (5)$$

где x_i - i-й элемент входного сигнала в момент времени t, $w_{ij}(t)$ - вес связи от i-го элемента входного сигнала к нейрону j в момент времени t. Затем производится подстройка весов для лучшего нейрона j^* и всех нейронов из его зоны соседства NE. Новые значения весов рассчитываются таким образом: $w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + r(t) \cdot (x_i(t) - w_{ij}(t))$, где $r(t)$ - шаг обучения, уменьшающийся с течением времени (положительное число, меньше единицы). Далее предъявляется новое наблюдение и процесс повторяется. При решении задач классификации в сетях Кохонена используется так называемый *порог доступа*, который играет роль максимального расстояния, на котором происходит распознавание. Если уровень активации выигравшего нейрона превышает это пороговое значение, то сеть считается не принявшей никакого решения.

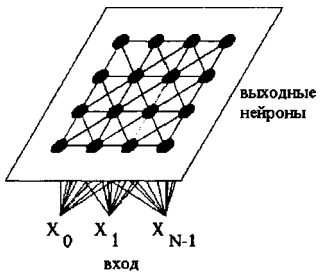


Рисунок 3 - Архитектура нейронной сети Кохонена

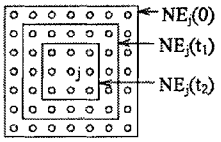


Рисунок 4 - Зоны топологического соседства на карте признаков в различные моменты времени

3 АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для классификации с использованием нейронной сети входные данные должны быть предварительно подготовлены и некоторым образом преобразованы (например, промасштабированы, дополнены в случае неполных данных). Эта фаза обработки в программе STNN называется "предобработка" (pre-processing). Она состоит в выборе функций преобразования для всех входных переменных. Аналогичная процедура постобработки - "постобработка" (post-processing) заключается в выборе функций, обрабатывающих выходные переменные. Для поиска лучшей архитектуры и оптимального метода обучения был использован Intelligent Problem Solver. С его помощью исходные данные были разбиты случайным образом на три подмножества: 33 случая составили обучающую выборку, 16 случаев - тестовое множество и 16 случаев - контрольное. Затем производился поиск нескольких лучших сетей, среди которых были отобраны 10 разного качества (определяемого средней ошибкой) и сложности для каждого типа нейронных сетей.

Таблица 4 - Характеристики выбранных нейронных сетей в результате их анализа в STNN

Тип Сети	Input	HL1	HL2	TError	Verror	TeError	TPerf	VPerf	TePerf	Training
MLP-3	7	2	-	0.3378	0.3295	0.41686	0.6970	0.8125	0.4375	BP50,CG50, CG2b
MLP-4	6	3	3	0.3109	0.3197	0.42458	0.7273	0.7510	0.4375	BP50,CG50, CG2b
RBFN	12	9	-	0.3373	0.3791	0.39128	0.7179	0.6923077	0.4615385	KM, KN, PI
PNN	4	33	-	0.2979	0.3448	0.422884	0.7577	0.75	0.5	

Для поиска лучшей архитектуры нейронной сети типа многослойный персептрон были отдельно исследованы сети, содержащие один скрытый слой (далее обозначаем MLP-3, так как число всех его слоёв равно трём) и два скрытых слоя (MLP-4). В результате выполненного IPS - "Интеллектуальным исследователем задач" анализа значимости входных параметров были определены оптимальные структуры нейронных сетей и в исследованиях использовались только действительно необходимые параметры. В связи с этим рассматривались и оценивались по 10 конфигураций сетей с различными входными параметрами. В таблице 4 представлены характеристики лучших нейронных сетей всех исследуемых типов кроме сети Кохонена, которые были выбраны в результате их анализа при помощи пакета STNN.

Столбцы TError, VError и TeError содержат ошибки классификации на обучающем, тестовом и контрольном подмножествах соответственно. Пропорции успешно опознанных случаев для каждого подмножества содержатся в столбцах TPerf, VPerf, и TePerf. Последний столбец "Training" содержит последние три (или менее) алгоритмы обучения, которые были использованы на сети и код завершения последнего из них. В случае многослойных персептронов все алгоритмы обучения завершились, как только была получена наилучшая сеть, то есть достигнута минимальная контрольная ошибка. Для многослойных персептронов каждому методу обучения соответствует аббревиатура его названия и количество итераций ("эпох"):

- BP (Back Propagation) - обратного распространения;
- CG (Conjugate Gradient Descent) - метод спуска по сопряжённым градиентам.

Лучшая сеть MLP-3 представлена на рис.5. Архитектура лучшего четырёхслойного персептрона изображена на рис.6. Как показали результаты, оба рассмотренные виды многослойных персептронов (с одним и двумя скрытыми слоями) обладают равноценными способностями для успешной классификации изделий по целевым рынкам сбыта. При этом вероятность ошибки будет порядка 33%. Следует заметить, что хотя лучшую производительность показали довольно простые архитектуры (с небольшим числом нейронов), более сложные также имеют хороший потенциал и редко демонстрировали склонности к переобучению. Небольшие разбросы в ошибках классификации для разных подмножеств свидетельствуют о том, что обучающая, конечная и контрольная выборки оказались вполне репрезентативными.

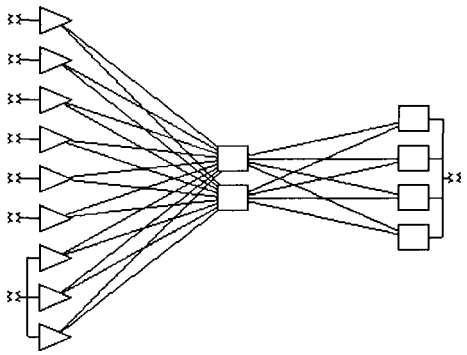


Рисунок 5 - Конфигурация лучшей MLP-3 сети

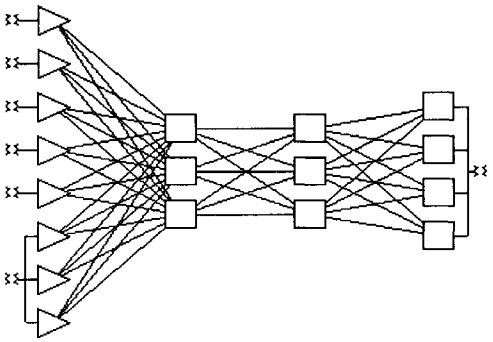


Рисунок 6 - Конфигурация лучшей MLP-4 сети

В результате поиска оптимальной архитектуры сети радиальной базисной функции также были выбраны 10 конфигураций сетей, из которых была выбрана лучшая нейронная сеть, характеристики который представлены в общей табл.4. Значения столбцов в этой таблице для RBFN аналогичны приведенным выше. Второй скрытый слой в сетях данного типа отсутствует, поскольку нейроны (радиальные элементы) в единственном промежуточном слое уже нелинейны (каждый воспроизводит гауссову поверхность отклика) и достаточны для моделирования произвольной функции. Для сетей этого типа используются отличные от персептрона алгоритмы обучения, так как здесь используется совершенно другой принцип классификации. Если персептрон разбивает пространство входных данных посредством гиперплоскостей, то сеть радиальной базисной функции разбивает его гиперсферами. Сокращениям в столбце "Training" соответствуют следующие методы обучения:

- KM (K-Means) - алгоритм К-средних для назначения радиальных центров;
- KN (K-Nearest Neighbour) - алгоритм К-ближайшего соседства для определения отклонений (радиусов) радиальных элементов;
- PI (Pseudo-Invert) - минимально-квадратичный алгоритм оптимизации для линейного выходного слоя.

Архитектура лучшей сети радиальной базисной функции изображена на рис. 7.

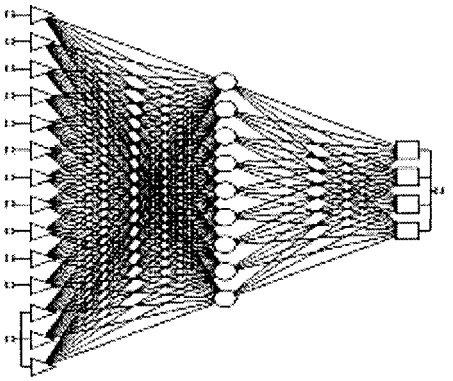


Рисунок 7 - Структура лучшей нейронной сети радиальной базисной функции

В результате можно отметить, что все исследованные [illegible] классификации. Можно утверждать, что число неправильно распознанных объектов при использовании сети радиальной базисной функции не будет превышать 34-35%, что сравнимо с результатом для многослойных персептронов (для них было порядка 33%). Для более точного обучения RBF-сети рекомендуется использовать большую выборку исходных данных, чтобы исключить случаи просто "удачной настройки" для заданных подмножеств, а также избежать лишнего сокращения множества анализируемых признаков объекта. RBF-сеть более гибкая в настройке параметров выходного слоя, чем MLP, значительно быстрее обучается, но требует дополнительной памяти (для точного моделирования требуется большее число элементов, по сравнению с персептроном).

Для анализа и оценки использования для решения выше представленной задачи при помощи вероятностных нейронных сетей IPS выбрал 12 структур нейронных сетей, с архитектурными отличиями только во входном слое. Все выбранные PNN-сети обучались и отбирались с разбиением исходных данных на тренировочное, тестовое и контрольное подмножества в размерах 33/16/16, поэтому скрытый слой содержит одинаковое количество нейронов (равное мощности обучающего подмножества). Второй скрытый слой отсутствует, так как он используется только при наличии у эксперта матрицы потерь, дифференцирующей штрафы (априорно) при неправильной классификации объекта. Классификационные ошибки также приблизительно одинаковы и не лучше, чем у других, рассмотренных выше типов нейронных сетей. На рис.8 представлена структура лучшей вероятностной нейронной сети. На выходе данного типа сети получаются оценки вероятности принадлежности соответствующим классам (выходной слой состоит из 4-х элементов). Поэтому, исходя из довольно большой ошибки классификации и большого перекрытия функций вероятности принадлежности разным рынкам, можно сделать вывод, что работа вероятностной нейронной сети явно продемонстрировала необходимость в более полной и репрезентативной выборке входных данных (п ежде всего об чающих). Для об - чения PNN-сети требуется лишь один параметр - степень сглаживания, что может быть как достоинством, так и недостатком. Обучение этой сети происходит мгновенно (можно провести эксперименты с большим числом данных, например, для отбора анализируемых параметров), но сеть получается очень большой, поскольку она старается по сути вместить в себя все обучающие данные. Сети этого типа оказались самыми быстрыми в настройке и позволили по-новому взглянуть на исходные данные, а также объяснить полученные результаты классификации. Основным преимуществом является [illegible] их интерпретацию и использование. Ещё один плюс - возможность использования матрицы потерь, задающей веса ошибок для разных классов, или коэффициенты, учитывающие априорные плотности распределения во входных данных.

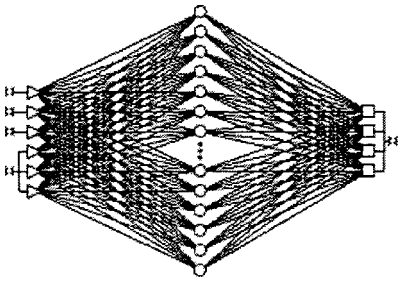


Рисунок 8 - Структура лучшей вероятностной нейронной сети

Преимущество сети Кохонена перед другими сетями заключается в том, что она может спроектировать классы, например, на двумерную поверхность, визуализировать таким образом данные и дать более тонкое понимание человеку о границах и взаимосвязях различных групп объектов. Для её работы не нужно никакой информации о входных классах, напротив, сеть может помочь выявить такие закономерности в исходных данных, о которых эксперт даже не подозревал. Конечный вариант из всех исследованных сетей Кохонена представлен на рис.9. Для обучения этой сети был использован стандартный алгоритм Кохонена (Kohonen Training), который содержит пакет Statistica Neural Networks.

Для представленной на рис.9 сети, параметры процедуры обучения были выбраны следующим образом:

- первая диалоговая итерация:700 эпох; частота обучения от 0,8 до 0,05; соседство от 2 до 0,01;
- вторая итерация: 10000 эпох; частота обучения от 0,05 до 0,01; соседство от 0,1 до 0.

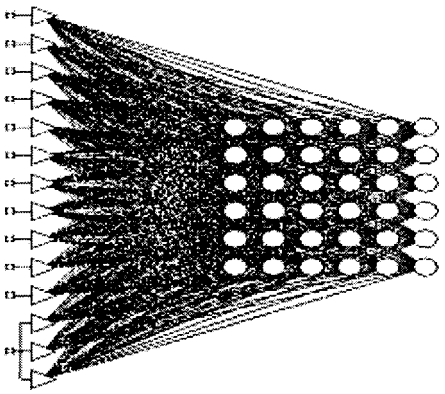


Рисунок 9 - Конфигурация лучшей нейронной сети Кохонена

В конце первой диалоговой итерации обучения функция ошибки алгоритма Кохонена достигла значений 0,3506 на обучающем множестве и 0,9072 на контрольном. Следует отметить, что эта функция ошибки не имеет ничего общего с ошибками для других сетей. Сеть Кохонена предполагает, что выходной её слой состоит из радиальных элементов, представляющих центры кластеров. Ошибка вычисляется как расстояние от входного случая до ближайшего из центров. Во время второй итерации функции ошибки незначительно изменились до значений 0,3434 и 0,9075 соответственно. Визуально результат работы обученной сети Кохонена позволяет наблюдать "топологическая карта". Она отображает степени активации нейронов выходного слоя для каждого исследуемого случая и позволяет подписать найденные кластеры. Вид топологической карты для решаемой задачи (и сети) изображён на рис.10.

На нём отображена область активации для пылесоса №5 (код H_GVE370), который предполагается продавать на первом рынке сбыта (смотри табл. 2). Метки возле узлов позволяют определить не только к какому классу был отнесён текущий объект, но и оценить, как близко он отстоит от других кластеров. Каждому рынку соответствует метка вида "m#", где # - номер рынка. Размер закрашенной области узла на топологической карте говорит об уровне его активации для данного объекта. Лучшему совпадению с центром кластера соответствует полностью чёрный квадрат. Анализ работы сети при классификации входных данных показал, что сеть довольно уверенно отделяет 4-й рынок изделий от всех других, то есть соответствующий кластер получился достаточно изолированным. Хуже дело обстоит с другими рынками. Для рынков 1, 2 и 3 наблюдается перекрытие кластеров, что часто приводит к ошибкам и неоднозначностям в классификации. Первое предположительное объяснение этому может основываться на соображении о недостаточно большой и недостаточно репрезентативной выборке входных данных. Иначе это можно объяснить ещё тем, что разметка кластеров производится человеком, поэтому он не всегда в состоянии распознать кластеры, им не предусмотренные, то есть не ожидаемые. Следует предполагать, что при анализе реальных и полных экономических данных, использование сети Кохонена представляется очень полезным, как для классификации, так и для анализа структуры входных данных, определения значимости признаков объектов. Однако результат и эффективность её использования очень зависит от человека, отбирающего входные данные и интерпретирующего выходные. На примере решаемой задачи видно, что эксперт должен стараться выделить не только используемые им количественные характеристики объекта, но и качественные, психологические факторы, влияющие на результат классификации.

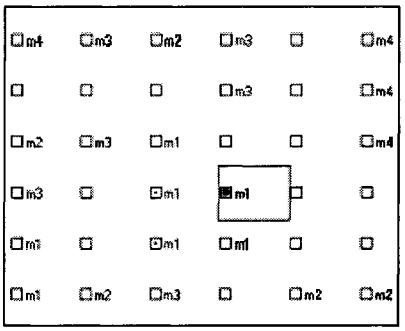


Рисунок 10 - Топологическая карта сети Кохонена

Главным достоинством нейронной сети Кохонена является то, что она позволяет выполнять разведочный анализ данных для изучения их структуры, выявлять новые классы, чего без существенных модификаций, не могут другие типы сетей. Гибкие алгоритмы обучения дают большие возможности исследований. Уникальным достоинством сети Кохонена является возможность визуализации N-мерного пространства признаков объекта на двумерной топологической карте.

ВЫВОДЫ

В данной работе рассмотрены способности к классификации четырёх типов сетей: многослойного персептрона, радиальной базисной функции, вероятностной и сети Кохонена. Анализ их работы производился на задаче стратегического управления, состоящей в распределении различных моделей изделий (пылесосов) по четырём рынкам сбыта. Полученные ошибки классификации оказались приблизительно равными, но на выборке из 65 пылесосов труднее обучались RBFN и PNN, чем MLP, что не могло не повлиять на качество их работы. Следует предполагать, что на реальных полноценных данных результат мог бы быть совершенно другой. Для корректной работы и реального применения нейронных сетей необходимо их обучать на достаточно обширных выборках входных данных, причём чем больше входных анализируемых признаков, чем выше сложность сети и моделируемой функции, тем больше должна быть вы-

борка. Также необходимым является использование механизма контрольной кросс-проверки. При решении задач классификации в менеджменте, где рассматриваемые экономические показатели характеризуются большим разнообразием и субъективной природой, необходимо также использовать качественные параметры, основанные на психологических особенностях восприятия, а не только численные или логические (как было представлено выше).

Нейронные сети на сегодняшний день представляют собой единственно доступный гибкий инструмент, имеющий потенциал к универсализации областей его применения. Использование нейронных сетей позволит менеджеру эффективно обрабатывать всю имеющуюся информацию, автоматически выявлять и обобщать сложные зависимости между входными и выходными данными, а затем использовать их для своевременного принятия важных экономических решений. Результаты решения выше представленных задач классификации могут использоваться специалистами по маркетингу для рыночного позиционирования аналогичных товаров и построения соответствующих производственной, ценовой, сервисной, рекламной и других стратегий фирмы.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Statistica Neural Networks, Addendum for Version 4.0, Statsoft, Inc., 1999.
2. Witkowska D. Sztuczne sieci neuronowe i metody statystyczne.-Warszawa: Wyd C. H. BECK, 2002.- 201 str.
3. Ed. Nalecz M. Sieci neuronowe.-T.6.-Warszawa: Akadamicka Oficyna, Wydawnicza EXIT, 2000.-833 s.
4. Rutkowska D., Pilinski M. , Rutkowski L.: Sieci neuronowe, algorytmy genetyczne i systemy rozmyte.- Warszawa:, PWN , 1997, 411 s.
5. Zurada J., Barski M., Jedruch W. Sztuczne sieci neuronowe.- Warszawa: PWN, 1997, 375 s.
6. Rosenblatt F.: The Perceptron: A Probabilistic Model for information storage and organization in the Brain // Psychological Review, 1958, v.65, pp. 386-408.
7. Rumelhart D.E, Hinton G.E., Williams R.J: Learning representation by back-propagating errors // Nature,1986, vol.323, pp.533-536.
8. Specht D.F. Probabilistic Neural Networks // Neural Networks,1990, V.3, pp. 109-118.
9. Kohonen T. Self-organizing Maps // Proc. IEEE, 78, no.9, pp. 1464-1480.
10. Камоцки А.В., Павлюк Е.В.(студенты Киевского Института прикладного системного анализа): Отчет по курсовой работе (не опубликован), 2001, Киев.

Надійшла 2.12.03
Після доробки 20.01.04

This paper introduces the results on the research using artificial neural networks to the problem classification. The aim of this research was to compare and analysis of the used methods classification.

ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

ПРОГРЕССИВНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

PROGRESSIVE INFORMATION TECHNOLOGIES

УДК 621:004.93:007.52

А.В. Богуслаев, В.И. Дубровин, И.А. Набока

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ПОДДЕРЖКИ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА ИЗДЕЛИЙ В АВИАДВИГАТЕЛЕСТРОЕНИИ

Рассмотрены современные информационные технологии, которые используются на всех этапах жизненного цикла авиационных двигателей (при проектировании, изготовлении, эксплуатации). Исследовано их состояние, а также опыт внедрения на предприятиях авиадвигателестроения.

1 ВВЕДЕНИЕ

Одним из решающих условий научно-технического прогресса в настоящее время стало постоянное совершенствование и обновление выпускаемой продукции, а это значит, что производства должны обладать высокой гибкостью, т.е. способностью быстро переключаться на выпуск новых изделий. Решение этой задачи связано с внедрением информационных технологий. Комплексная автоматизация всех видов производств является одним из направлений развития современного авиадвигателестроения, так как наряду с повышением гибкости производства обеспечивает повышение производительности труда, улучшение качества изделий [1].

Информационная составляющая процесса разработки и эксплуатации авиационных двигателей как наукоемких изделий была изначально существенной и ее значение непрерывно возрастает. Производительные силы и производственные отношения в эпоху становления индустриального общества выходят на новый уровень взаимодействия производительных сил и производственных отношений, базирующийся на новейших информационных технологиях, в которых информационные ресурсы превалируют над материальными [2]. Эти тенденции затронули и авиадвигателестроение.

Создание каждого из пяти поколений авиационных газотурбинных двигателей (ГТД) сопровождалось решением определенной группы проблем, позволивших сделать качественный скачок в уровне основных выходных параметров. Определяющей проблемой, которую решают при разработке двигателей 6-го поколения, стала проблема управления катастрофически возросшим объемом информации, количеством информационных потоков и сложностью их обработки в процессе всего жизненного цикла (ЖЦ) создаваемого изделия. Параллельные информационные технологии в единой для всего ЖЦ среде - один из главных принципов новой методологии создания авиационных ГТД 6-го поколения [3].

2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ - ОДНО ИЗ ОСНОВНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Многофакторное математическое моделирование на основе статистических моделей и многокритериальная оптимизация технологических систем и процессов - одно из основных направлений информационного обеспечения [4].

Математическое моделирование информационно обеспечивает оптимальные (или рациональные) условия совершенствования и создания технологий изготовления авиадвигателей, устанавливает причинные, структурные и количественные связи между начальным комплексом технических условий реализации технологического процесса и группой критериев качества изготавливаемого изделия.

Математическое моделирование призвано выявить характерные особенности функционирования и выбрать оптимальные статические и динамические характеристики узлов и агрегатов двигателя на основе глубокого теоретического анализа создаваемой конструкции и процессов, происходящих как в агрегатах, так и в двигателе в целом. С помощью математического моделирования задолго до создания реальных узлов, агрегатов и двигателя в целом удается заглянуть в будущее создаваемого двигателя, "прочувствовать" особенности его работы. Математическое моделирование должно сопровождать весь ЖЦ существования двигателя, начиная с этапа технического предложения и эскизного проектирования, его экспериментальной отработки и заканчивая прекращением серийного производства.

Для решения задач предварительного анализа (проектирования) камер сгорания может использоваться модульный метод. Камера рассматривается как совокупность типовых элементов (модулей), каждый из которых выполняет определенные функции. Математическая модель камеры сгорания формируется в виде совокупности моделей отдельных элементов и информационных потоков. В качестве моделей элементов используются одномерные соотношения, полученные на основе уравнений сохранения массы, энергии, импульса, а также при обобщении результатов экспериментальных исследований и статистических данных по функциональным элементам существующих камер сгорания. На базе модульного подхода разработана система для газодинамического анализа камер сгорания ГТД, с помощью которой решаются задачи поверочного расчета. В системе заложена возможность ее применения как на начальной стадии разработки, так и для предварительного проектирования. Это можно реализовать, используя математические модели различного уровня сложности для одних и тех же конструктивных элементов [5].

Математические модели могут использоваться и для расчета режимов резания при точении. Разработка программ по автоматическому назначению режимов резания тесно связана с наличием математических моделей для расчета основных параметров, характеризующих процесс резания: сила и скорость резания, стойкость режущего инструмента, шероховатость обработанной поверхности. Для размещения исходной информации в памяти ЭВМ разработана специализированная база данных, позволяющая использовать разнородные входные данные, которые программа идентификации распознает с помощью системы шифров и признаков. Результаты идентификации включают в себя эмпирические константы, коэффициенты полиномов и некоторые характерные для каждой модели параметры. Эти результаты сохраняются также в базе данных в виде структур, предназначенных для использования в алгоритмах выбора оптимальных режимов резания при выполнении токарных операций. В базу данных внесена информация для получения моделей обработки широкого спектра материалов: конструкционных сталей, чугунов, латуней, алюминиевых сплавов, нержавеющих и жаропрочных сталей и сплавов, титановых сплавов [6].

С помощью методов математического моделирования была проведена оптимизация виброчастотных характеристик лопаток осевых компрессоров в условиях производства. В задачу исследования входили разработка и исследование в условиях производства методики оптимизации виброчастотных характеристик лопаток ГТД целенаправленным изменением геометрии пера в пределах допускаемых отклонений основных размеров при формировании ее вальцеванием или другими технологическими способами с использованием возможностей многофакторного регрессионного анализа и теории колебаний. В качестве математической зависимости между частотой и факторами был принят полином первой степени, обеспечивающий простоту расчетов и наглядную интерпретацию влияния каждого фактора на регулируемую частоту с несущественной погрешностью при вариации геометрических характеристик пера в пределах допускаемых отклонений. Расчет модели производится на ЭВМ методом пошагового многофакторного регрессионного анализа [7].

При определении запаса прочности деталей ГТД необходима предварительная оценка коэффициента упрочнения - отношения пределов выносливости упрочненной детали и детали, окончательно обработанной по серийной технологии шлифованием или полированием. Определение коэффициента упрочнения с помощью дополнительно проведенных испытаний является дорогостоящей и трудновыполнимой задачей, поэтому выходом из такой ситуации является построение математической модели. Построить математическую модель коэффициента упрочнения можно с использованием искусственных нейронных сетей (НС) [8]. Многослойная нейронная сеть (МНС) или многослойный персептрон представляет собой множество нейронов, связанных между собой. МНС способна обучаться аппроксимировать многомерные нелинейные функции и представляет собой универсальное средство для моделирования объектов и процессов [9]. Высокая точность, обеспечиваемая при моделировании коэффициента упрочнения на основе НС, позволяет рассчитывать предел выносливости деталей на стадии разработки технологического процесса. Результаты моделирования коэффициента упрочнения деталей ГТД на основе НС являются вполне приемлемыми для применения на практике.

Обеспечение надежности и долговечности производимых и эксплуатируемых изделий сопряжено с необходимостью управления их качеством, которое представляет собой совокупность свойств продукции удовлетворять потребности в соответствии с назначением.

Эксплуатируемые в условиях агрессивной среды изделия нуждаются в систематическом контроле качества. Особенно актуальна задача контроля и прогнозирования качества в авиадвигателестроении, где приходится иметь дело с изделиями и деталями, работающими в условиях больших нагрузок при негативном воздействии окружающей среды.

Эффективным средством для решения этой задачи являются методы неразрушающей диагностики, основанные на использовании интеллектуальных средств: тео-

рии распознавания образов, искусственных нейронных сетей (ИНС) и др. методов.

Так, для решения задач неразрушающего контроля качества, классификации и прогнозирования по признакам разработана автоматизированная система (АС) "Диагностика" [10,11]. АС "Диагностика" представляет собой комплекс программ, предназначенных для автоматизации отдельных этапов обработки диагностической информации, и включает в себя подсистемы: предобработки и визуализации данных, сокращения размерности данных, топологической диагностики, нейросетевой диагностики, обучения теории диагностики.

На основе разработанных подсистем решались задачи: классификации лопаток ГТД по спектрам свободных затухающих колебаний после ударного возбуждения; отбора признаков для построения математической модели качества лопаток турбины; прогнозирования коэффициента упрочнения деталей авиадвигателей.

В связи с тем, что лопатки ГТД работают при значительных вибрационных нагрузках, основным требованием к их материалам является высокое сопротивление усталости. Усталость представляет собой крайне опасный вид разрушения деталей машин из-за фактора внезапности и полного выхода их из строя. Проблема усталости может быть решена только в том случае, если будут разработаны достаточно надежные методы, позволяющие прогнозировать зарождение усталостной трещины, описать процесс ее развития и предсказать момент окончательного разрушения с учетом влияния основных конструкционных, технологических и эксплуатационных факторов. Трещины в лопатках турбины, возникающие в процессе эксплуатации, являются одним из наиболее характерных и распространенных дефектов. Для решения этих проблем могут быть использованы ИНС для построения численной модели, позволяющей с высокой точностью классифицировать лопатки авиадвигателей на дефектные и кондиционные [12]. В целом методика синтеза и обучения НС является эффективным средством решения практических задач диагностики и распознавания образов и может широко использоваться в автоматизированных системах распознавания, диагностики и прогнозирования.

3 CAD/CAM/CAE-СИСТЕМЫ. ПРИНЦИПЫ CALS-ТЕХНОЛОГИИ

Благодаря высокому уровню компьютерных технологий, компьютерное конструирование новых материалов и технологий их обработки стало реальностью, что активно используется и в авиадвигателестроении [13]. В настоящее время появилась возможность предсказания свойств материалов, оценки эффективности технологических процессов и снижения затрат на экспериментальные исследования с использованием компьютерных технологий.

Современные предприятия авиадвигателестроения в своей работе используют системы автоматизированного проектирования (САПР, CAD), автоматизированные системы производства (CAM), автоматизированные системы технологической подготовки (CAE), системы управления базами данных о выпускаемой продукции (PDM) и другие программные пакеты. Основными направлениями развития CAD/CAM/CAE систем является совершенствование математического аппарата, совершенствование интерфейсов пользователя и интеграция в информационную среду предприятия. Универсальность систем является необходимым условием их распространения и коммерческого успеха. Но только системы, ориентированные на сетевые технологии, позволяют беспрепятственно осуществлять обмен данными между всеми структурными подразделениями предприятия. Сопровождение изделия в течение всего ЖЦ (Product Life-Cycle Management, PLM) - это контроль всех данных, необходимых для проектирования, производства, продажи и послепродажного обслуживания производимых продуктов. Компании SAP, Dassault Systems и EDS, поставляющие программное обеспечение (ПО) для обработки больших объемов данных, в настоящее время пытаются разработать продукты, способные охватить весь диапазон деятельности предприятия. Старший вице-президент по вопросам маркетинга компании Daratech Inc. отмечает, что компании SAP, Dassault Systems и EDS уже заявили о своей способности создать ПО, охватывающее весь ЖЦ изделия. Компания Daratech специализируется на исследованиях рынка и научно-технической оценке применяемых в промышленности информационных технологий. Еще одним поставщиком такого рода ПО является голландская компания Baan. В разработанном ею комплексе программ iBaan предусмотрены возможности использования Интернета. British Airways является одной из авиакомпаний, лидирующих в области поддержки своего парка самолетов по принципу "как они есть". Эта поддержка осуществляется с помощью разработанной SAP комплексной системы, которая заменила 190 не связанных между собой пакетов программ. Сотрудничая с SAP, авиакомпания British Airways намерена обеспечить комплексное планирование технического обслуживания и эксплуатации, включая прогнозирование и анализ возможных сценариев развития ситуации по принципу "что, если...", для 280 самолетов и двигателей. В системе SAP используется система мониторинга авиадвигателей для технического обслуживания и ремонта, разработанная компанией Domain Dynamics Ltd. из г. Ридинг (Англия) [14].

Пакет PLM-решений, базирующийся на программных продуктах фирмы Dassault Systems, включает систему высокого уровня САПР CATIA и подсистемы ENOVIA и SmarTeam, реализующие технологию PDM. Проектирование в системе CATIA V5 основано на применении стандартизованного формата данных и инструментов. В процессе проектирования создается многопараметрическая управляемая база данных модели-шаблона. В нее входят все геометрические параметры, теоретические расчеты, рекомендации, стандарты, базы данных деталей и комплектующих и т.д. Система позволяет значительно упростить процесс согласования между проектировщиками и производственниками. Если объектами проектирования являются сложные детали или узлы, то

проект может быть разделен между несколькими разработчиками (параллельная работа с проектом). В то время, как дизайнер работает над обликом изделия, конструкторы и технологи выбирают способы изготовления отдельных узлов и изделия в целом. На стадии формирования концепции все предварительно спроектированные элементы объединяют, чтобы воспроизвести готовый виртуальный опытный образец, или, как его нередко называют, электронный макет изделия (Digital Mock-Up - DMU). Электронный макет изделия позволяет приблизительно оценить стоимость изделия, опираясь на знание характеристик материалов, стоимость отдельных деталей и т.д. Составляются чертежи, схемы и список материалов. Затем координаты отдельных точек DMU передаются в электронную модель опытного образца. С помощью "облака точек" в CATIA V5 существует возможность задания поверхностей и формирования твердотельных моделей. Изменения быстро включаются в цифровой макет изделия, при этом поддерживаются параллельные процессы. Система SmarTeam позволяет в реальном масштабе времени задать способ механической обработки и определить необходимый набор инструментов. Другие отделы предприятия на основании информации SmarTeam могут начинать предварительную работу, заказывая детали, материалы и т.д. В дальнейшем с привлечением методов трех-мерного конструирования разрабатываются окончательные детальные и сборочные чертежи. В системе CATIA V5 имеются мощные модули, предназначенные для формирования программ многокоординатных фрезерных станков с числовым программным управлением (ЧПУ) [15].

В настоящее время наиболее прогрессивной из систем программного управления (СПУ) является СПУ, оснащенная вычислительным устройством, позволяющим подключать металлообрабатывающее оборудование к вычислительной сети предприятия и связывать это оборудование с интегрированными системами проектирования и управления [16]. Западные фирмы давно уже начали подключать конечное оборудование к вычислительной сети. Целые участки станков с ЧПУ объединяются в сеть. Создание управляющих программ для таких станков осуществляется в различных CAD/CAM системах. Преимущества такой работы станков связаны с устранением физических носителей передачи управляющих программ, чертежей, технологических процессов, карт наладки, производственных заданий и другой информации, необходимой на рабочем месте. Под физическими носителями понимаются как "бумажные" (перфоленты, чертежи, техпроцессы), так и "безбумажные" (электронные картриджи, дискеты, лазерные дис-ки) носители информации.

На сегодняшний день авиадвигателестроение представляет собой единую интегрированную систему высокотехнологичного производства и современной технологии проектирования. Для обеспечения конкурентоспособности предприятия-разработчика как на внутреннем, так и на мировом рынке необходимо обеспечить не только высокое качество продукции, но и не менее высокое качество конструкторской документации. Этого можно добиться только путем перехода на безбумажную технологию (в обозримом будущем) и освоением CALS-технологий (Continuous Acquisition and Life-cycle Suport - непрерывная информационная поддержка жизненного цикла изделия) [14]. Эта технология подразумевает использование единого информационного пространства на всех этапах ЖЦ изделия - от его проектирования до изготовления и эксплуатации.

Особенностью авиационного производства является большая номенклатура деталей, имеющих сложнофасонные поверхности, отличающиеся большим диапазоном изменения вектора нормали и кривизны поверхности. Лопатки - это одна из характерных групп таких деталей в производстве авиационных двигателей. Специалистами ОАО "Мотор Сич" разработана и внедрена комплексная автоматизированная система проектирования и изготовления лопаток (САПР/АСТПП "Лопатка"), в основе которой лежит метод комплексной автоматизации производства на базе единой объемной математической модели [1].

Объемная математическая модель детали построена на языке аналитической и дифференциальной геометрии. Именно такая один раз созданная, хранящаяся в единой базе данных и используемая всеми службами на всех этапах технологической подготовки производства математическая модель является альтернативой проекционному чертежу в автоматизированном производстве.

Суть метода заключается в том, что координатно-точечное представление информации о поверхности пера лопаток заменяется (в памяти ЭВМ и чертеже) представлением коэффициентами объемных сплайнфункций, а в автоматизированное производство одновременно с чертежами лопатки поступает объемная, размерная компьютерная модель, созданная в одной из современных CAD/CAM/CAE систем. При этом в цепочке "модель + чертеж" первичной является модель, а чертеж выполнен на основании и в полном соответствии с этой моделью. Для описания поверхностей пера лопаток в системе используется метод оптимального отображения в пространство B-сплайнов. Единая объемная модель для всех лопаток позволяет хранить только коэффициенты и параметры отображения сплайн-аппроксимации, что резко сокращает объемы баз данных. База данных системы "Лопатка" содержит объемные математические модели поверхностей 412 лопаток различных авиационных двигателей [1].

Разработанное специалистами предприятия математическое обеспечение системы обеспечивает создание трехмерных компьютерных моделей лопаток и формообразующей технологической оснастки; автоматизированное оформление чертежей оснастки; разработку управляющих программ для изготовления оснастки на станках с ЧПУ; хранение компьютерных моделей и чертежей в электронном архиве и др.

Одной из характерных групп деталей, имеющих сложнофасонные поверхности, являются лопаточные моноколеса [17]. Изготовление этих деталей возможно только на пятикоординатных станках с ЧПУ. Алгоритмы расчета траектории фрезы при битангенциальной

обработке таких сложнофасонных поверхностей реализованы в модуле пятикоординатной обработки программного обеспечения комплексной автоматизированной системы "Лопатка" [1]. Модуль пятикоординатной обработки используется для фрезерования лопаточных моноколес. За последние годы на предприятии при помощи этого программного обеспечения изготовлено более 15 типов моноколес из различных сплавов алюминия и стали, имеющих как развертывающиеся, так и неразвертывающиеся поверхности лопаток.

Управляющие программы обеспечили высокую точность, чистоту и производительность чистового фрезерования боковой поверхностью фрезы поверхности лопатки по всей высоте. Имеющееся на предприятии математическое обеспечение можно также использовать для получения управляющих программ фрезерования моноколес на высокоточных обрабатывающих центрах фирмы Лихти (Швейцария) [17].

Конструктор оснастки, получив заказ на проектирование, перекачивает математическую модель лопатки в подсистему "Оснастка". В подсистеме "Оснастка" проектируются: ковочные и калибровочные штампы для точной штамповки; оснастка для холодного вальцевания; модельные и стержневые пресс-формы для литья по выплавляемым моделям; мастер-модели, ложементы, копиры и т.п. Применение метода аналитических эталонов в технологической подготовке производства лопаток позволяет в несколько раз сократить трудоемкость и сроки создания формообразующей оснастки, а также повысить точность заготовок. На предприятии ОАО "Мотор Сич" работает и постоянно обновляется компьютерная информационно-поисковая система (ИПС) "Инструмент" для поиска и подбора ранее запроектированных шифров режущего и мерительного инструмента. Основными направлениями развития системы являются расширение номенклатуры инструмента, интеграция с системой автоматизированного проектирования технологических процессов TechCard и внесение в базы данных системы сведений о вновь запроектированном инструменте. В настоящее время объем базы данных ИПС "Инструмент" составляет 157000 шифров. Система имеет модульную структуру и предназначена для технологических бюро цехов, серийно изготавливающих детали ГТД с зубчатыми венцами; КБ, занимающихся проектированием зубчатых передач; КБ зуборезного инструмента [7].

В структуре технологической подготовки производства система "Зубообработка" выполняет следующие функции: проектирование зуборезного инструмента; подбор зуборезного инструмента; анализ пригодности инструмента для обработки зубчатых венцов деталей ГТД; создание электронных эталонов для контроля зуборезного инструмента; создание электронных эталонов для контроля профилей зубчатых венцов деталей ГТД; ведение баз данных деталей ГТД с зубчатыми венцами; ведение баз данных зуборезного инструмента, связанных ссылками с базами данных деталей ГТД. Основой для проектирования, анализа пригодности, подбора и изготовления инструмента является пространственная параметрическая компьютерная модель инструмента. Поддержка баз данных позволяет активно использовать ранее запроектированный инструмент для обработки новых изделий. Подбор инструмента осуществляется в два этапа. На первом выполняется поиск инструмента по заданному набору параметров, а далее выполняется анализ его пригодности при помощи специализированных по видам инструмента алгоритмам, выполняющим расчет профиля зуба и впадины детали, обработанной подобранным инструментом. С момента внедрения, система применяется в подготовке производства всех типов авиационных двигателей, производство которых осваивается предприятием. Для создания системы "Зубообработка" используется система библиотек CAS. CADE Ol. CAS. CADE (Computer-aided Software for Computer-aided Design Engineering) - это среда программирования, разработанная фирмой MATRA DATAVISION на базе MS Visual C++, представляющая собой набор компонентов для разработки специальных технических и профессиональных приложений, в том числе и в такой области как САПР. Разработка автоматизированной системы "Зубообработка" производится в комплексе с разработкой новых технологий изготовления и контроля зубообрабатывающего инструмента. Например разрабатываемая в настоящее время подсистема "Долбяки" ориентирована на поддержку разрабатываемой технологии электроэрозионного изготовления неэвольвентных долбяков из быстрорежущих сталей. Мощные средства пространственного моделирования CAS. CADE Ol сделали возможным создание полноценной специализированной САПР в условиях серийного завода, а поддержка стандарта ISO 10303 (STEP) AP214 CC2 обеспечивает интеграцию специализированной САПР в информационную среду современного предприятия, использующего принципы CALS-технологии для производства изделий [18].

С целью сокращения затрат и сроков технологической подготовки производства на предприятии ОАО "Мотор Сич" используется система автоматизированного проектирования технологических процессов TechCard. Система позволяет: проектировать техпроцессы обработки деталей в диалоговом режиме с использованием формул и таблиц; оперативно настраивать вид и состав комплекта технологической документации для различных видов производств; создавать и сопровождать технологические таблицы и формулы для дальнейшего их применения при проектировании технологических процессов; осуществлять поддержку нескольких видов производств. Выбор операций, оборудования, переходов, оснастки осуществляется из базы данных. Система TechCard имеет в своем составе экспертную систему TechExp, позволяющую автоматизировать: расчет режимов резания, нормирование операций, расчет заготовки и т.д. Для автоматизации подготовки управляющих программ для станков с ЧПУ используется система "DEKKa-2D". Система обладает следующими основными качествами: отсутствие этапа кодирования (траектория движения инструмента составляется на экране компьютера непосредственно инженером-технологом на основании операци-

онной карты); возможность полного контроля управляющих программ, что позволит снизить до минимума брак, связанный с ошибками расчета; возможность быстрого перевода управляющей программы с одного оборудования на другое; автоматическая корректировка управляющей программы при изменении геометрии детали или технологии ее производства [19].

При проектировании сложных узлов и деталей ГТД на предприятии ОАО "Мотор Сич" используется система UNIGRAPHICS. На сегодняшний день UNIGRAPHICS является одной из самых мощных систем CAD/CAM/CAE с трехмерным моделированием. Использование этой современной системы вместе с PDM обеспечивает поддержание всего ЖЦ изделия, начиная от концептуального дизайна и проектирования, подготовки производства, выполнения инженерного анализа до управления всем проектом изготовления изделия, технической поддержки и консалтинга [20].

В системе UNIGRAPHICS производится разработка наиболее сложных узлов и деталей, входящих в состав ГТД. Это корпуса сложной пространственной формы, диски центробежных компрессоров, лопатки и другие детали сложной конфигурации. В системе UNIGRAPHICS осуществляется также сборка сложных узлов и общая сборка макета двигателя (либо всего двигателя в целом).

Более простые задачи легко решаются с помощью "средних" САПР - таких как SolidEdge и AutoCAD. Около 60% общемашиностроительных деталей проектируются с использованием этих систем. Для твердотельного трехмерного моделирования может быть использован пакет Solid Works 2001 [21]. Наличие твердотельных моделей ускоряет процесс изготовления оснастки, позволяет в некоторых случаях, не разрабатывая математических моделей, использовать твердотельные модели для работы с LOM-технологией и разработки программ ЧПУ.

При технологической подготовке производства используется комплекс автоматизированного проектирования "ИНТЕРМЕХ" [22]. Данный комплекс позволяет автоматизировать проектирование технологических процессов обработки деталей для различных видов производств, оформлять операционные эскизы и любые графические изображения, выводимые в технологический документ, производить автоматизированный подбор оснастки и оборудования, а также автоматизировать процесс выпуска технологической документации.

На предприятии ЗМКБ "Прогресс" большое внимание уделяется автоматизации процессов проектирования и изготовления сложнофасонных деталей двигателя и оснастки. Необходимость сокращения времени на конструкторско-технологическую подготовку производства деталей, определяющих трудоемкость изготовления двигателя, наиболее полное использование имеющегося на предприятии высокотехнологичного оборудования поставили перед специалистами предприятия необходимость выбора соответствующих компьютерных технологий САПР. Выбор был сделан в пользу тандема UNIGRAPHICS - AutoCAD. На предприятии реализованы сквозные проекты подготовки производства рабочих и сопловых лопаток турбин ГТД, центробежного моноколеса компрессора высокого давления и т.д. Данные решения позволили сократить трудоемкость и повысить качество продукции. Многие проблемы перешли со стадии изготовления на стадию проектирования. Появилась возможность проводить инженерный анализ объемных моделей деталей и узлов на стадии проектирования [23].

4 КОМПЬЮТЕРНАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ ИСПЫТАНИЙ

Испытания - завершающий и ответственный этап в технологической цепочке производства двигателя.

На предприятии ОАО "Мотор Сич" производится испытание и наладка всех типов авиадвигателей, выпускаемых предприятием. Для испытаний внедрена и успешно работает автоматизированная система стендовых испытаний авиационных двигателей. Каждый тип двигателя имеет свою программу испытаний, по которой измерения проводятся по различному набору и количеству параметров. Получаемая в процессе испытаний информация используется для сертификации двигателя, при конструктивных доработках, в процессе ремонта и регламентного обслуживания двигателя. Этой системой измеряется свыше 400 параметров. Все они отображаются на экране компьютера. Управление двигателем осуществляется с пульта оператора, а результаты измерений записываются в базу данных [24].

Автоматизированные системы испытаний разрабатываются на ОАО УМПО. Проводится регулировка и проверяется работоспособность двигателя на всех режимах, поэтому получение объективной и достоверной оценки параметров, их математическая обработка в ходе испытаний является важной задачей. Автоматизированная информационно-измерительная система (АИИС) испытаний двигателей - АСИ-84 собственной разработки ОАО УМПО предназначена для измерения, сбора, обработки и выдачи информации о значениях параметров, контролируемых при стендовых испытаниях двигателя АЛ-31Ф на установившихся и переходных режимах. Внедрена АИИС испытаний камеры сгорания двигателя АЛ-31Ф, которая информирует экспериментаторов о значениях газодинамических параметров процесса горения и выполняет расчет температурного поля в камере сгорания. Это необходимо для оценки качества организации процесса горения, что обеспечивает повышение экономичности и долговечности двигателя в целом. Совместно с уфимским ОКБ "Молния" разработана АИИС-Д436Т1 на платформе операционной системы QNX. Контроль основных параметров двигателя и бортовой системы регулирования, выполнение расчетов осуществляются исключительно с помощью компьютеров. Вся информация о проведенных испытаниях хранится в базе данных параметров. Разработана АИИС-96 для проведения испытаний модификации АЛ-31Ф - двигателя с поворотным соплом АЛ-31ФП. Эта система кроме традиционного измерения и обработки параметров двигателя на установившихся и переходных режимах выполняет управление поворотным устрой-

ством реактивного сопла, измеряет и обрабатывает все сигналы вибрации двигателя, фиксирует состояние запорной аппаратуры и значения параметров стендовых технологических систем в режиме реального времени. Разработка своих компьютерных систем испытаний позволяет объединению поддерживать высокий уровень технологии испытаний авиационных двигателей [25].

5 СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ДВИГАТЕЛЯ

Современные авиационные двигатели являются наиболее дорогостоящими, энергоемкими и высоконагруженными элементами самолета, которые для обеспечения высоких экономических показателей работают в условиях повышенных тепловых и силовых нагрузок, что требует особого внимания к обеспечению надежности двигателя в полете.

В эксплуатационной практике наибольшее развитие находят системы, предусматривающие использование бортовых средств контроля и накопления информации о техническом состоянии двигателя, которые позволяют проводить оценку исправности, работоспособности, правильности функционирования и поиск неисправности до съемного узла.

Высокий уровень развития методов и средств контроля, обеспечивающий возможность не только оценки работоспособности или исправности элементов на момент контроля, но и более глубокого анализа их технического состояния и прогнозирования его изменения в предстоящем периоде эксплуатации, позволяет использовать в практике эксплуатации третий вид предельного состояния - предотказное состояние и стратегию обслуживания (эксплуатации) по состоянию с контролем параметров.

В конструкции современных двигателей предусмотрено наличие совершенных и развитых систем встроенного контроля, обнаружения и распознавания неисправностей в полете и при техническом обслуживании. Эти системы собирают информацию о работе двигателей в полете, регистрируют ее и в случае необходимости выдают информацию о неисправностях на индикаторы мониторов пилотов и в виде распечаток на принтер.

Базовым звеном системы управления техническим состоянием авиационных двигателей является лаборатория диагностики (центр по обработке и анализу информации), куда стекается вся информация о техническом состоянии двигателя из цехов, от экипажа и других служб авиационно-технического комплекса, от предприятия-разработчика двигателей, где производится первичный анализ этой информации.

Система параметрического контроля и диагностики (СПКД) ГТД предназначена для оценки его технического состояния в процессе эксплуатации, выявления и предупреждения отказов двигателя и основных функциональных систем в полете. СПКД включает в себя автоматическую регистрацию параметров и сигналов, записываемых на магнитные носители, их экспресс-обработку после каждого полета, контроль и анализ информации методами параметрической диагностики. Она позволяет производить оперативную оценку текущего состояния двигателя, его функциональных систем (запуска, топливной, масляной, механизации компрессора, реверсирования тяги и др.), вибросостояния двигателя на всех режимах его работ и осуществлять анализ временных трендов параметров. Для текущей оценки технического состояния применяют логический анализ параметров и сигналов, экспресс-анализ полетной и гоночной информации, визуальный контроль параметров и сигналов. Для среднесрочной оценки прогнозирования работоспособности двигателя используют трендовый анализ, где строят зависимости изменения параметров от наработки и определяют тенденции их выхода за предельные уровни. Комплексный анализ полетной информации в лаборатории диагностики позволяет классифицировать двигатели на "исправные" и "подозрительные на неисправные", выявлять нарушения в работе функциональных систем двигателя и отказы системы контроля и регистрации параметров, обоснованно принимать решения о техническом состоянии двигателя, необходимых заменах, осмотрах и регулировках, проводить автоматизированный поиск неисправностей. СПКД реализуется в виде распределенного вычислительного комплекса на основе локальной вычислительной сети, позволяющей организовать распределенную обработку данных. Центральная информационная база эксплуатационного предприятия должна располагаться на мощном компьютере (файл-сервере). Доступ к ней организуется из других компьютеров, подключенных к сети. Выборка и предварительная обработка данных выполняется файл-сервером. Окончательная обработка данных осуществляется на рабочих станциях [26].

В связи с появлением двигателей повышенной контролепригодности, развитием наземно-бортовых автоматизированных систем контроля и сбора полетной информации появляются новые возможности оперативной комплексной оценки технического состояния авиационных двигателей.

Для оценки выработки ресурса в условиях реальной эксплуатации ГТД оснащаются автоматизированными системами учета выработки ресурса наиболее нагруженных деталей двигателя. Достоверность этих систем определяется точностью входящих в их состав математических моделей и алгоритмов расчетного мониторинга температурного и напряженно-деформированного состояния.

Методы решения задач мониторинга температурного состояния (ТС) должны обладать высокой точностью и позволять получать решение задачи теплопроводности в виде пошагового по времени алгоритма, способного осуществлять моделирование в масштабе реального времени при работе в составе алгоритмов бортовых или наземных систем диагностики двигателя, вычислительные мощности которых ограничены. В настоящее время для решения задач мониторинга нестационарных ТС деталей ГТД применяются сеточные модели малой размерности и расчетно-аналитические методы на основе интегральных уравнений. Малоразмерные сеточные модели, реализующие метод конечных разностей, метод конечных элемен-

тов или метод прямых, являются наиболее универсальными с точки зрения решения задач теплопроводности различных типов. Применяются эти методы в основном для деталей несложной геометрической формы. Расчетно-аналитические методы на основе интегральных уравнений представляют собой интегральные выражения, весовые функции которых определяются в численном виде по результатам численного или физического эксперимента [27].

Перевод в эксплуатацию авиационных ГТД по техническому состоянию предполагает диагностирование состояния ГТД без демонтажа в условиях эксплуатации. Наиболее эффективно диагностирование в условиях эксплуатации по параметрам реактивной струи, измеренным на срезе сопла двигателя [28]. Для этих целей разработан мобильный автоматизированный диагностический комплекс (АДК) ПИЛОН. АДК состоит из двух систем: электромеханической и электронной. Электронная система содержит персональный компьютер, микропроцессорный контроллер, систему измерения акустических сигналов анализатором спектра, интерфейсные модули. Программное обеспечение (ПО) АДК ПИЛОН работает под управлением операционной системы MS DOS 6.1 и содержит две части: системное ПО и ПО контроллера. Системное ПО поддерживает выполнение нескольких задач пользователя: испытания, тарировку и различные отладочные режимы. В начале испытаний вводятся данные с дискеты, содержащей паспорт двигателя в электронном виде.

Данная система экспресс-диагностики технического состояния авиационных ГТД позволяет диагностировать двигатели как на холодных режимах испытаний, так и на горячих режимах работы двигателя. Это позволяет повысить достоверность и эффективность контроля при сохранении ресурса и экономии топлива в условиях аэродромного базирования.

В настоящее время к числу наиболее эффективных измерительных систем визуального контроля проточной части авиационных ГТД относят видеоэндоскопы серии Video Probe XL-Pro фирмы EVEREST VIT (США) [29]. Использование видеосигнала для передачи изображения открывает широкие возможности, в том числе: наблюдение на 5-дюймовом TFT-LCD-мониторе, встроенном в ручной пульт, или на внешнем мониторе; запись сигнала как на стандартный видеомагнитофон, так и на компьютерные носитель информации (до 48 изображений на стандартную 3,5-дюймовую дискету), а также непосредственно во внутреннюю флэш-память эндоскопа (до 450 изображений высокого разрешения) с одновременной записью звуковых комментариев через встроенный микрофон; простое и достаточно точное измерение (с разрешением до 0,05...0,1 мм) размеров дефектных областей при различных ракурсах наблюдения; обработка изображения с использованием специального программного обеспечения; цифровое увеличение с кратностью 1,5 или 2,0, что позволяет увеличивать изображение на экране без замены объектива зонда; сравнение текущего изображения с полученным ранее архивным снимком при помощи системы "разделения" экрана; возможность отслеживания технического состояния узлов и агрегатов авиационного ГТД в процессе эксплуатации. Как следствие, это позволяет принимать корректные, обоснованные решения о целесообразности дальнейшей эксплуатации авиационного ГТД.

Еще одним современным средством визуального контроля, специально предназначенным для применения при работах на авиационной технике, является видеоскоп OLYMPUS IPLEX [30]. Он разработан с использованием последних достижений оптики, точной механики и компьютерной техники. OLYMPUS IPLEX позволяет проводить не только комплексный визуальный контроль всей проточной части практически любого авиационного двигателя, но и оценивать дефекты узлов, входящих в его состав. Результаты осмотра могут быть документированы на флэш-картах с объемом, позволяющим сохранить до 300 снимков, или непосредственно на переносимом персональном компьютере, что дает возможность повторно просматривать изображения и производить многократные обмеры. Полученное с помощью OLYMPUS IPLEX изображение контролируемого узла характеризуется высоким разрешением, прекрасной контрастностью и цветопередачей, большой глубиной резкости. Использование OLYMPUS IPLEX при осмотрах авиационных двигателей значительно облегчает работу контролеров, уменьшает риск повреждения и позволяет решать вопросы диагностики технического состояния проточного тракта и узлов с неизменно высоким качеством.

ВЫВОДЫ

Современные информационные технологии на предприятиях авиадвигателестроения используются на всех этапах ЖЦ изделия (при проектировании, изготовлении, эксплуатации).

Математические модели, будучи информационным ресурсом, позволяют свести к возможному минимуму физические ресурсы (вещественные, энергетические, пространственные и временные), необходимые для изготовления авиадвигателей, и создать системные ресурсы (функциональные, целевые, оптимизационные), которые позволяют принципиально изменить технологическую, измерительную систему и приблизить ее к идеальному результату.

Многие конструкторские бюро переходят на новые технологии в рамках концепции компьютеризированного интегрированного проектирования и производства. Для этого могут быть использованы соответствующие технологии, компьютерные системы, которые позволяют автоматизировать определенные этапы ЖЦ изделий машиностроения. Такими системами являются: системы автоматизированного проектирования (САПР, CAD), автоматизированные системы производства (CAM), автоматизированные системы технологической подготовки (CAE), системы управления базами данных о выпускаемой продукции (PDM).

Для обеспечения конкурентоспособности предприятия-разработчика как на внутреннем, так и на мировом

рынке необходимо обеспечить не только высокое качество продукции, но и не менее высокое качество конструкторской документации. Этого можно добиться только путем перехода на безбумажную технологию и освоением CALS-технологий (Continuous Acquisition and Life-cycle Support - непрерывная информационная поддержка жизненного цикла изделия).

Современные информационные технологии широко используются и на таком этапе ЖЦ изделия как испытания. Для испытаний внедряются и успешно работают автоматизированные системы стендовых испытаний авиационных двигателей. Каждый тип двигателя имеет свою программу испытаний, по которой измерения проводятся по различному набору и количеству параметров.

Для оценки технического состояния авиационного двигателя в процессе эксплуатации, выявления и предупреждения отказов двигателя и основных функциональных систем в полете используются системы параметрического контроля и диагностики. Для диагностики технического состояния авиационных ГТД используются также различные системы визуального контроля, которые позволяют проводить не только комплексный визуальный контроль всей проточной части практически любого авиационного двигателя, но и оценивать дефекты узлов, входящих в его состав.

В настоящее время происходит полная компьютеризация и автоматизация всех этапов жизненного цикла изделия. Борясь за обеспечение конкурентоспособности своей продукции, предприятия авиадвигателестроения наращивают количество и мощность программно управляемого оборудования, персональных ЭВМ, графических станций, приобретают и разрабатывают программное обеспечение, внедряют локальные вычислительные сети и создают единое информационное пространство предприятия.

Однако, далеко не всегда количество средств и сил, вложенных в компьютеризацию производства, приводит к планируемому результату. Успех приходит там, где на основе всестороннего научного анализа сложившегося уровня технического развития производства идет поиск принципиально новых подходов к решению проблем его организации, без боязни научно-обоснованной ломки принципов и стереотипов. Это возможно только с помощью грамотного применения современных информационных технологий.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Богуслаев В.А., Мозговой В.Ф., Сорокин В.Ф. Теоретические аспекты компьютеризации современного производства авиационных двигателей // Технологические системы. - Киев, 2003. - № 1. - С. 19-24.
2. Ахмедзянов А.М., Кривошеев И.А. Информационная технология разработки авиационных двигателей: состояние и перспективы // Авиационная техника. - Казань: КГТУ им. А.Н. Туполева, 2000. - № 4. - С. 70-73.
3. Ахмедзянов А.М. Информационное "запирание" в технологии проектирования авиационных ГТД (к вопросу о научно-техническом заделе двигателей шестого поколения) // Авиационная техника. - Казань: КГТУ им. А. Н. Туполева, 2002. - № 1. - С. 35-38.
4. Радченко С.Г., Лапач С.Н. Методология создания новой техники и технологий // Технологические системы. - Киев, 2003. - № 1. - С. 41-43.
5. Харитонов В.Ф. Методы, используемые при моделировании камер сгорания ГТД // Авиационная техника. - Казань: КГТУ им. А. Н. Туполева, 2001. - № 3. - С. 23-25.
6. Катаев Ю.П., Мац Э.Б., Валеев Р.М., Шакиров А.Р. Математические модели для расчета режимов резания при точении // Авиационная техника. - Казань: КГТУ им. А. Н. Туполева, 1999. - № 1. - С. 41-44.
7. Мозговой В.Ф., Богуслаев В.А., Кореневский Е.Я. Оптимизация виброчастотных харак-теристик лопаток осевых компрессоров в условиях производства методами математического моделирования // Технологические системы. - Киев, 2000. - № 1. - С. 55-62.
8. Богуслаев А.В., Дубровин В.И., Субботин С.А., Яценко В.К. Модель коэффициента упрочнения деталей ГТД// Технологические системы. - Киев, 2001. - №3. - С.42-45.
9. Дубровін В.І., Субботін С.О. Методи оптимізації та їх застосування в задачах навчання нейронних мереж: Навчальний посібник. - Запоріжжя: ЗНТУ, 2003. - 136 с.
10. Дубровин В.И., Субботин С.А., Богуслаев А.В. Интеллектуальные средства управления качеством: автоматизированная система "Диагностика" // Вестник двигателестроения. - Запорожье: ОАО "Мотор Сич", 2003. - № 1. - С. 156-161.
11. Дубровин В.И.,Субботин С.А., Богуслаев А.В.,Яценко В.К. Интеллектуальные средства диагностики и прогнозирования надежности авиадвигателей: Монография. - Запорожье: ОАО "Мотор Сич", 2003. - 279 с.
12. Богуслаев А.В., Дубровин В.И., Субботин С.А., Яценко В.К. Диагностика лопаток авиадвигателей на основе многослойной логически прозрачной нейронной сети // Вестник двигателестроения. - Запорожье: ОАО "Мотор Сич", 2002. - № 1. - С. 85-90.
13. Кулибаба В.В., Зиновьев П.Г., Захаров В.Ю., Зуев Е.С., Сваталов С.А., Голиков А.С. Математическое трехмерное моделирование композитных и керамических конструкций двигателей // Вестник двигателестроения. - Запорожье: ОАО "Мотор Сич", 2003. - № 2. - С. 92-93.
14. Хьюз Д. Системы, охватывающие весь жизненный цикл изделия // Авиатранспортное обозрение. - Москва, 2003. - № 49. - С. 48-50.
15. Голдовский П., Захаров В. Система автоматизированного проектирования фирмы Dassault Systems // Двигатель. - Москва, 2002. - № 6. - С. 6.
16. Сорокин В.Ф. Математическая модель сложнофасонной поверхности для адаптивного программного управления металлообрабатывающим оборудованием // Технологические системы. - Киев, 2002. - № 5. - С. 44-51.
17. Сорокин В.Ф., Леховицер В.А., Мозговой В.Ф., Сорокин М.В. Битангенциальная обработка фасонных поверх ностей на пятикоординатных станках с ЧПУ // Техноло гические системы. - Киев, 2001. - № 3. - С. 30-36.
18. Леховицер В.А., Балушок К.Б., Липский Е.Р. Разработка специализированных САПР на базе системы CAS. CADE// Технологические системы. - Киев, 2001. - №3. - С. 36-39.
19. Богуслаев В.А., Жеманюк П.Д., Мозговой В.Ф., Балушок К.Б. Автоматизация технической подготовки производства в ОАО "Мотор Сич" // Технологические системы. - Киев, 2003. - № 3. - С. 5-11.
20. Басов Ю.Ф., Басов А.Ю., Цыкура В.Ф., Кулиш Е.Д. Опыт внедрения современных информационных технологий при проектировании авиадвигателей // Технологические системы. - Киев, 2003. - № 3. - С. 60-63.
21. Иванков В.А., Воропаев Е.П., Левандовский О.О., Охапкин А.С. Опыт освоения лицензионного пакета твердотельного моделирования SOLID WORKS 2001 и одновременной разработки проекта двигателя для подвесного лодочного мотора мощностью 40 л. с. // Вестник двигателестроения. - Запорожье: ОАО "Мотор Сич", 2002. - №1. - С. 16-18.
22. Агарков В.Н., Литвиненко В.Л. Внедрение информационных технологий на ОАО "Мотор Сич" // Технологические системы. - Киев, 2001. - № 3. - С. 51-55.
23. Пейчев Г.И., Замковой В.Е., Ахрамеев Н.В. ЗМКБ "Прогресс": новые материалы и прогрессивные технологии в авиадвигателестроении // Технологические системы. - Киев, 2000. - № 2. - С. 5-14.
24. Богуслаев В.А., Агарков В.Н. Тенденции развития компьютерных информационных технологий на двигателестроительном предприятии // Технологические системы. - Киев, 2000. - № 3. - С. 19-25.
25. Лесунов В. Электроника как составная часть производства авиадвигателей // Двигатель. - Москва, 2001. - № 4. - С. 14-15.
26. Кулик Н.С., Кучер А.Г., Тарасенко А.В. Система управления техническим состоянием авиационных газотурбинных двигателей в эксплуатации // Вісник КМУЦА, 2000. - № 1-2. - С. 29-37.
27. Крикунов Д.В. Математические модели расчетного мони-

торинга нестационарных температурных состояний деталей ГТД на базе матриц переходных характеристик тепловых систем // Вестник двигателестроения. - Запорожье: ОАО "Мотор Сич", 2003. - № 2. - С. 82-84.
28. Виноградов Ю. В., Тунаков А. П. Система экспресс-диагностики технического состояния авиационных ГТД // Авиационная техника. - Казань: КГТУ им. А. Н. Тупо-лева, 2002. - № 1. - С. 78-79.
29. Тараканов Ю., Бондарев О. Использование видеоэндоскопов фирмы EVEREST VIT для контроля авиационных двигателей // Двигатель. - Москва, 2002. - № 6. - С. 10.
30. Касьян А. Новейший инструмент визуального контроля авиационных двигателей // Двигатель. - Москва, 2002. - № 2. - С. 15.

Надійшла 5.03.04

Розглянуті сучасні інформаційні технології, які використовуються на всіх етапах життєвого циклу авіаційних двигунів (при проектуванні, виготовленні, експлуатації). Було досліджено їх стан, а також досвід упровадження на підприємствах авіадвигунобудування.

There are considered the modern information technologies using by all life-cycles stages of aero engines (designing, manufacture, exploitation). There are also explored their state and experience of employment these technologies on enterprises of aero engines manufacturing.

УДК 330.115/681.3

А.В. Дубровина, Т.В. Пугина

ГРУППОВАЯ СИСТЕМА ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ

"Мы закрыли дверь,
чтобы туда не вошло заблуждение,
но как же теперь войти истине?"

Рабиндранат Тагор

Рассматривается проблема повышения эффективности процесса принятия групповых решений. Предлагается использование групповой системы поддержки принятия решений, распределенной в пространстве, и включающей в себя базу методов принятия групповых решений и инструменты снижения субъективности результата процесса принятия решений.

ВВЕДЕНИЕ

Групповая работа, принятие групповых решений (ПГР), совместная ответственность за принятое решение стали обязательными атрибутами функционирования современных компаний. Распространенность групповой работы объясняется такой особенностью социально-экономических и управленческих задач, как неточность и неформализованость входящей / исходной информации. Источником подобной информации являются люди. Однако этот факт определяет и некоторые недостатки, присущие процессу ПГР. Рассмотрим подробнее сложности и недостатки, характерные для ПГР.

1. Сложности, связанные с организацией самого процесса, среди которых следует выделить значительные затраты времени, сложность выбора места и времени встречи, подходящих для всех участников, а иногда даже невозможность такого выбора.

2. Недостатки, обусловленные спецификой человеческой природы. Такие феномены как, "движение к риску", поляризация мнений, антагонистическое противостояние, "огрупление мышления", соблюдение субординации, возможность лоббирования собственных интересов, нежелание или боязнь высказывания собственного мнения, необоснованная критика или поддержка идей, связанные с личными симпатиями или антипатиями, могут существенно повлиять на качество результата процесса ПГР [1, 2, 3].

3. Недостатки, присущие методам ПГР, которые используются в процессе принятия решений. Это и характерные для метода "Дельфи" игнорирование мнения меньшинства, давление среднего результата [4], низкий процент продуктивных идей в "Мозговом штурме" [5], отсутствие процедуры оценки мнений, которое свойственно практически всем эвристическим методам ПГР (в лучшем случае объекты оцениваются однокритериальными методами, в худшем - процедура оценки отсутствует или выполняется без привлечения лиц, сгенерировавших идеи).

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Приведенные выше проблемы определили постановку задачи данной работы и обосновали ее актуальность. Следует отметить, что определенные проблемы уже имеют свои решения. Например, интегрированные системы коллективной работы (Integrated Collaboration Environment), к которым можно отнести таких лидеров рынка, как Oracle Collaboration Suite, Microsoft Exchange 2000, Sun Microsystems и Lotus Domino/Notes, предоставляют возможность коллективно работать в режиме, распределенном во времени и в пространстве [6], однако, они не включают базу методов ПГР. Существуют системы, целью которых является поддержка ПГР - GroupSystems [7], MeetingWorks [8], но, в основном, их методологическая база ограничивается одним методом - правилом большинства, или, в случае ExpertChoice [9], - метода

анализа иерархий [10]. В математических пакетах Statistica [11], Matlab [12] представлен широкий спектр методов принятия решений, но они не поддерживают распределенную групповую работу. Также следует отметить, что ни одна из приведенных систем не способствует преодолению недостатков, связанных с субъективностью человеческого поведения.

В связи с этим целью данной работы является создание распределенной в пространстве системы, поддерживающей процесс ПГР, включающей базу моделей (методов ПГР), а также инструменты защиты от субъективности результата процесса принятия решений, связанного с человеческой сущностью.

ГРУППОВАЯ СИСТЕМА ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНЙ "ГСППР"

Созданная "ГСППР" осуществляет поддержку процесса ПГР не только с технологической, но и с методологической точки зрения, что соответствует поставленным целям работы.

Участниками процесса ПГР с использованием системы "ГСППР" является группа экспертов / специалистов, которые считаются компетентными в проблемной области и Ведущий, задача которого заключается в помощи группе в двух разных сферах: техническая помощь и роль лидера сессии. Вторая задача (роль лидера сессии), в отличие от первой, характерна и для традиционных процессов ПГР и предопределяет наличие у Ведущего стратегических, морально-психологических и управленческих способностей [13]. В связи с этим иногда имеет смысл распределить эти задачи между двумя людьми.

Процесс ПГР начинается с формирования группы экспертов и определения уровня их компетентности. Считается, что экспертная группа не должна превышать 20 человек [14], поэтому мы ограничились этой цифрой. Следует отметить, что вся работа экспертов осуществляется в анонимном режиме, что обеспечивает честность и раскованность участников, отсутствие иерархии "начальник - подчиненный", уменьшает вероятность формирования коалиций, основанных на личных симпатиях и антипатиях. Участники отсылают идеи параллельно, а это, в свою очередь, уменьшает длительность процесса, обеспечивает возможность генерации большего объема информации и предоставляет участникам равные возможности работы.

Рассмотрим работу системы поэтапно:

Этап 1. Ввод исходных данных: Ведущий формулирует цель процесса и определяет проблемы (задачи), которые предстоит решить, осуществляет запуск сервера (рис.1). В это время эксперты заполняют анкеты с личными данными и подсоединяются к серверу (рис.2).

Этап 2. После запуска сервера происходит регистрация участников (рис.3). Ведущий самостоятельно вводит коэффициенты компетентности участников (по умолчанию всем присваивается 1). Индивидуально каждому эксперту приходит цель и задачи процесса.

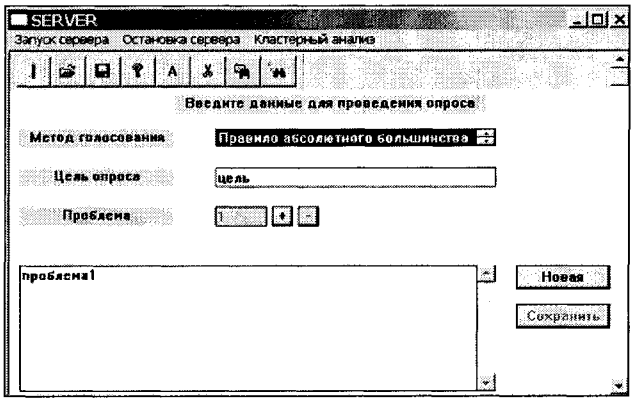


Рисунок 1 - Ввод Ведущим цели и проблем

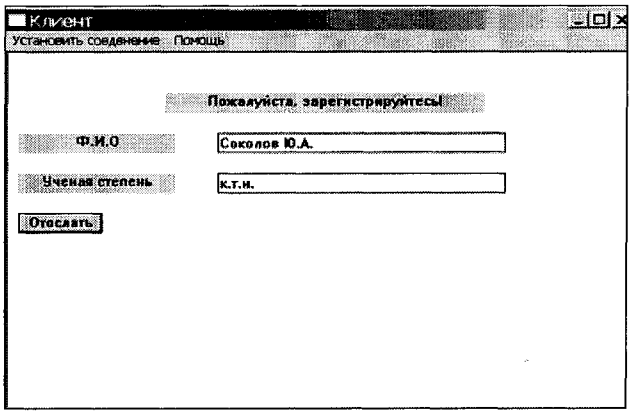


Рисунок 2 - Заполнение экспертом анкеты

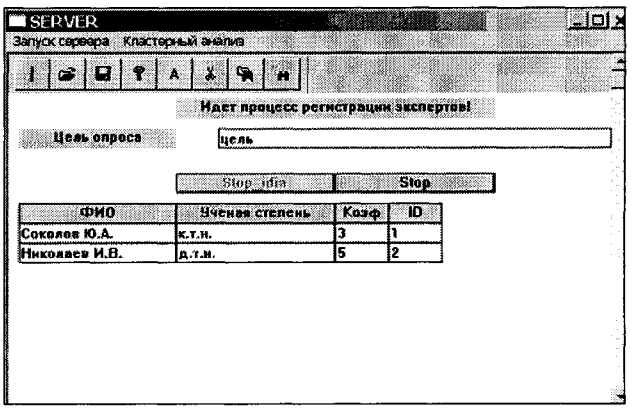


Рисунок 3 - Процесс регистрации экспертов на сервере

Этап 3. Этап электронного мозгового штурма. Участникам предлагается за установленный промежуток времени предложить / ввести свои идеи по решению проблем (рис.4). По окончании отведенного временного интервала возможность отправки сообщений блокируется, но архивные страницы остаются открытыми для просмотра.

Этап 4. Ведущий обрабатывает полученную информацию: корректирует ее, устраняет дубли, частные идеи, и отсылает полученный список экспертам (рис.5). Панель инструментов содержит "ножницы", что дает возмож-

ность удалять повторяющиеся реплики. Следует отметить, что режим работы данного инструмента зависит от номера окна и свидетельствует об его универсальности по отношению к удалению дублей.

Этап 5. Этап обсуждения идей, основанный на методологии SWOT - анализа [15]. Экспертам предлагается проанализировать предложенные решения проблем, введя положительные и отрицательные стороны и моменты, которые им присущи (рис.6)

Этап 6. Информация поступает на сервер, Ведущий устраняет повторяющиеся реплики, укрупняет список и отправляет его в виде итоговой таблицы на клиентские места для голосования.

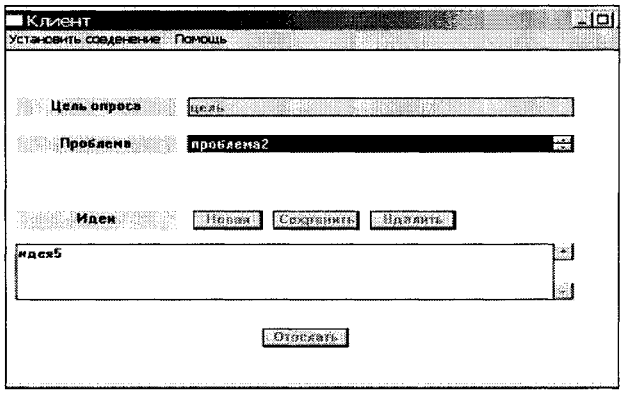


Рисунок 4 - Этап электронного мозгового штурма

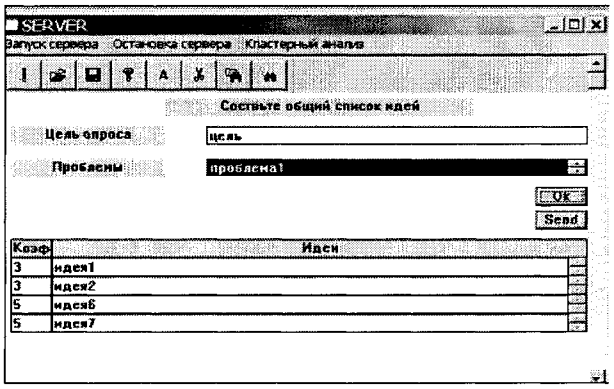


Рисунок 5 - Составление Ведущим общего списка идей

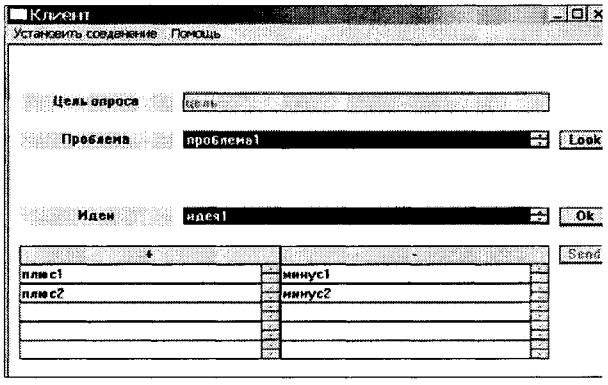


Рисунок 6 - Этап обсуждения идей

Этап 7. Этап голосования. В системе предложены следующие методы голосования: правила абсолютного, относительного большинства, правило большинства с выбыванием, правила Кондорсе и его вариации, правило Борда, кумулятивные и консенсуальные правила, правило с последовательным вето, правила, использующие расчет квот и принцип меньшинства [16]. Ведущий сам определяет метод голосования, руководствуясь спецификой целей и задач процесса, а также характеристиками правил. При голосовании участники имеют возможность видеть список с положительными и отрицательными сторонами каждой идеи, что обеспечивает максимальную адекватность выбора сложившейся ситуации. Ведущий отслеживает, чтобы проголосовали все. Это единственный этап, на котором каждый участник должен сделать свой выбор.

Этап 8. Подводятся итоги голосования, результаты отправляются участникам.

Этап 9. Кластерный анализ результатов голосование позволяет найти иерархическую апостериорную структуру экспертной группы, определить группировки единомышленников. Результаты кластерного анализа записываются в файл "a. txt". Однако мы имеем возможность найти и априорную структуру группы. Базой для такого анализа может служить булевая матрица, которая составляется для определение коэффициентов компетентности экспертов методом взаимооценки [4]. В этом случае стимулом для формирования группировок экспертов будут личные симпатии и антипатии как субъективного, так и объективного характера (симпатия или антипатия к лицу как к специалисту определенной предметной области). Сравнительный анализ по количеству, составу и размеру потенциальных группировок и группировок единомышленников, которые сформировались во время процесса ПГР, дает возможность определить уровень субъективности группового решения и предоставить дальнейшие рекомендации по нахождению общего группового согласованного решения. Для принятия решения лицами, принимающими решения (ЛПР), должны предоставляться не только окончательное решение экспертной группы, но и информация о составе группы, отчеты о динамике группировок, о динамике изменений суждений экспертами. Такие отчеты предотвращают однобокости и субъективности результата процесса группового принятия решений.

РЕЗУЛЬТАТЫ ТЕСТИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ "ГСППР"

Методология системы "ГСППР" была использована в корпорации "Квазар-Микро" в рамках внутреннего проекта. Целью проекта было осуществление процесса ПГР и формирование группового решения о форме, функциональности и структуре системы продаж "Квазар-Микро Техно". Для достижения цели ЛПР были выделены задачи процесса и определены участники. Весь процесс осуществлялся в анонимном автоматическом режиме, распределенном во времени и в пространстве, и модерировался Ведущим. В качестве метода определения коэффициентов компетентности участников использовался

метод взаимооценки, на основе результатов которого была найдена априорная иерархическая структура группы (рис.7). Дендограмма группы (рис. 7) показывает наличие двух стойкий коалиций {(7,6); (5,2); (8,1)} и {(9,10); 4; 3}. Каждая цифра соответствует определенному номеру участника.

После проведения электронного мозгового штурма и SWOT-анализа участникам было предложено оценить сформированный список альтернатив по качественной шкале порядка (1 - крайне низкая оценка, 2 - низкая оценка, 3 - средняя оценка, 4- высокая оценка, 5 - очень высокая оценка, 0 - "я считаю данную идею абсолютно неуместной"). В задании приняло участие 6 человек. Были получены результаты, сформированные в таблице. На основе полученной таблицы была определена апостериорная структура экспертной группы (рис.8).

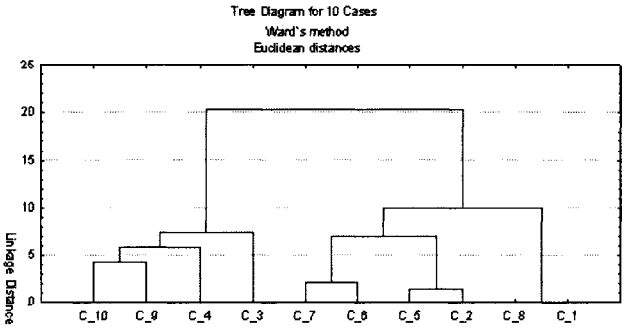


Рисунок 7 - Априорная иерархическая структура группы

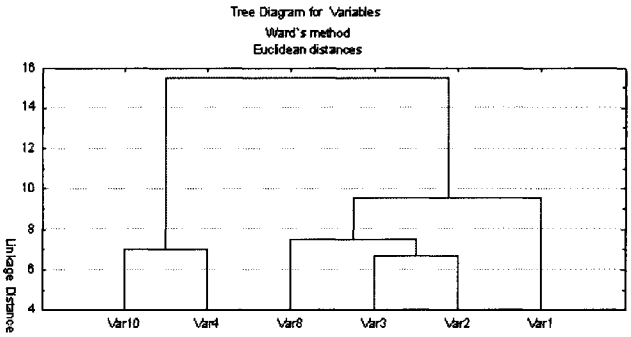


Рисунок 8 - Апостериорная структура экспертной группы

Таблица - Результаты оценки альтернатив

Альтернативы	Номер участника						Групповые оценки		Отклонение по критерию
	1	2	3	4	8	10	без учета компетентности участников	с учетом компетентности участников	
1	5	5	4	4	2	4	4	4,5	1,00
2	2	2	1	2	3	3	2	1,8	0,50
3	4	2	3	4	3	5	3,5	3,6	0,92
4	4	4	4	4	2	3	4	3,6	0,83
5	1	3	4	4	3	3	3	3,15	1,00
6	0	2	3	3	3	3	3	2,7	1,67
7	4	4	2	4	3	3	3,5	3,6	0,58
8	4	3	2	4	3	3	3	3,15	0,50
9	3	3	4	3	2	5	3	2,7	1,00
10	4	5	3	3	4	5	4	3,6	0,67
11	5	3	3	3	2	2	3	2,7	1,00
12	3	5	4	4	3	4	4	4,05	0,50
13	2	2	0	3	1	3	2	1,8	1,17
14	5	3	2	4	3	3	3	3,15	1,00
15	4	5	2	4	2	3	3,5	3,6	1,25
16	0	3	2	2	5	5	2,5	2,55	3,25
17	0	5	2	3	4	5	3,5	3,15	3,25
18	0	5	2	4	5	5	4	3	6,33
19	0	1	3	2	4	5	2	1,35	2,33
20	1	1	1	1	0	2	1	0,9	0,33
21	0	0	0	0	0	3	0	0	1,50
22	1	0	0	4	2	4	1,5	1,35	2,92
23	1	0	0	5	2	4	1,5	1,35	3,92
24	0	0	0	3	0	3	0	0	3,00
25	0	0	0	5	0	4	0	0	6,83

Из таблицы видно, что разница между оценками, рассчитанными без учета компетентности участников и с учетом этих показателей, является небольшой. Это, в первую очередь, связано с небольшим значением коэффициентов компетентности участников в области решения поставленных задач, а также с незначительной вариацией данных коэффициентов внутри экспертной группы (интервал оценок принадлежит [3, 4]). Наибольший вес получили альтернативы 1, 3, 4, 5, 7, 8, 10, 12, 14, 15, 17, 18. Альтернатива 1 имеет максимальную оценку. Оценки отклонения по критериям характеризуют разброс мнений участников относительно агрегированного группового суждения. Как видим из таблицы, наибольший разброс индивидуальных оценок наблюдается по критериям 18, 25, 16, 17, 23, 24, 22, 19. Причиной значительного отклонения по 16, 17, 18, 19 является то, что Участники 8 и 10 отметили степень предпочтительности данных альтернатив как очень высокую, Участник 1 считает их неуместными, а Участники 2, 3, 4 заняли промежуточные положение. Подобная ситуация сложилась и с альтернативами 22, 23, 24, 25: Участники 4, 10 считают их значимыми, а Участники 1, 2, 3, 8 - практически несущественными. Такая несогласованность результатов не является нормальной. Анализируя иерархические структуры группы (рис.7, 8) можно сделать вывод, что коалиции {2, 8, 1} и {10, 4} существовали еще до проведения процесса ПГР. Состав коалиций свидетельствует о противостоянии двух отделов: отдела компьютерных систем и управленческого консалтинга. Поэтому ЛПР рекомендуется определить четкую позицию по данным вопросам и донести ее сотрудникам.

ВЫВОД

В результате работы была создана система, поддерживающая процесс принятия групповых решений. Система обеспечивает распределенную в пространстве коллективную работу по решению проблем, включает базу моделей (методов ПГР), а также инструменты снижения уровня субъективности результата самого процесса, которое достигается благодаря обеспечению анонимности процесса и сравнительному анализу иерархических структур экспертной группы. Тестирование системы свидетельствует об эффективности ее практического использования.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Пайнс Э., Маслач К. Практикум по социальной психологии. - СПб.: Питер, 2000. - 528с.
2. Козелецкий Ю. Психологическая теория решений. - М.: Прогресс, 1979. - 504с.
3. Ситник В. Ф., Дубровіна А. В. Проблеми моделювання рішень у групових СППР.. // Моделювання та інформаційні системи в економіці: Міжвідом. наук. зб. - К.: КНЕУ, 2002. - Вип.68. - С. 9-14.
4. Трояновский В. М. Математическое моделирование в менеджменте. Уч. пособие. 2-е изд. испр. и доп. - М.: РДЛ, 2002. - 256с.
5. Панкова Л.А., Петровский А.М., Шнейдерман М. В. Организация экспертизы и анализ экспертной информации. - М.: Наука, 1984. - 119с.
6. Perreault, Dr. Herdi R. Training is the key to implementing a Group Decision Support System. // Journal of information systems education. 3/93, Volume 5, Number 1.
7. http://www. ventana. com
8. http://www. entsol. com
9. http://www. expertchoice. com
10. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. - М.: Радио и связь, 1993. - 320с.
11. Боровик В.П. Популярное введение в программу STATISTICA. - М.: КомпьютерПресс, 1998. - 267с.
12. http://www. mathworks. com
13. Stenberg K. The Effect of EMS on Group Work. Master thesis. - Helsinki.: Swedish School of Economics and Business Administration, 1995. - 88p.
14. Литвак Б.Г. Экспертные оценки и принятие решений. - М.: Патент, 1996. - 271с.
15. Нємцов В.Д., Довгань Л.Є. Стратегічний менеджмент. - К.: ЕксОб, 2002. - 560с.
16. Мулен Э. Кооперативное принятие решений: аксиомы и модели. - М.: Мир, 1991. - 464с.

Надійшла 2.03.04
Після доробки 22.03.04

Розглядається проблема підвищення ефективності процесу прийняття групових рішень. Пропонується використання групової системи підтримки прийняття рішень, яка є розподіленою у просторі, та включає базу методів прийняття групових рішень та інструменти зниження суб'єктивності результату процесу прийняття рішень.

It is considered problem that increasing efficiency of group decisions process. It is offered to use group decision support system that is distributed in space and including base of group decisions methods and tools that help to decrease subjectivity of the decision process result.

УДК 004.056.55

Г.Л. Козина, Р.Р. Дубинин, А.С. Горецкий

СИСТЕМА "CRYPTOPRO" ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА

В статье представлена система защиты электронного документооборота "CryptoPro". Рассмотрены проблемы поддержки инфраструктуры открытых ключей и электронной цифровой подписи. Авторами предложен вариант решения этих проблем, реализованный в данной системе.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы потоки электронного документооборота возросли до внушительных объемов, поэтому современные системы электронного документооборота

нуждаются в такой структуре защиты информации, которая обеспечивала бы конфиденциальность и аутентичность, а также могла гарантировать подлинность информации, содержащейся в документе. Всего этого можно добиться путем использования электронной цифровой подписи (ЭЦП).

Электронная цифровая подпись - это некий код, получаемый путем обработки документа по определенному алгоритму с применением ключей шифрования. Подразумевается наличие двух ключей: секретного (закрытого), известного только автору, и открытого - доступного всем [1]. Для того чтобы эти ключи могли получить обе стороны взаимоотношений, необходима третья сторона, которая могла бы выступать посредником и гарантом этих взаимоотношений. Эти функции реализуются инфраструктурой открытых ключей (PKI - Public Key Infrastructure) [2].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В настоящее время каждая организация имеет свое видение системы PKI для решения проблем защиты электронного документооборота. Это связано с отсутствием единого международного стандарта, принятого законодательно в большинстве развитых стран. Существует ряд производителей программного обеспечения и компаний, специализирующихся на создании и сопровождении подобных систем, но эти компании работают в основном на внутренних рынках своей страны, и их продукты реализуют функции, иногда не востребованные в условиях конкретной организации.

В сложившейся ситуации перед авторами стояла задача создать минимальную систему, базирующуюся на криптографических модулях операционной системы и открытых стандартах криптоалгоримов, с возможностью добавления новых функций и масштабируемостью по мере необходимости.

Для создания подобной системы необходимы исследования современных асимметричных криптоалгоритмов и однонаправленных хеш-функций, а также исследование криптографических модулей современных операционных систем.

АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

На сегодняшний день существует множество схем электронной цифровой подписи. Но выбор алгоритма для системы "CryptoPro" был сосредоточен на самых распространенных [3] схемах цифровой подписи - RSA (Rivest Shamir Adleman) и DSA (Digital Signature Algorithm).

Процесс генерации цифровой подписи состоит в получении из сообщения произвольной длины значения фиксированной длины, так называемого хеша. Функция, которая выполняет эту операцию, называется хеш-функцией. Полученный хеш шифруется одним из алгоритмов шифрования и помещается в файл с подписываемым сообщением или в отдельный файл.

У вышеуказанных алгоритмов скорости генерации подписи примерно одинаковы, но проверка подписи с помощью DSA медленнее, чем у RSA. А поскольку проверка подписи - это наиболее часто проводимая операция, то этот параметр имеет значение для работы системы. В результате исследования этих двух стандартов выбор был остановлен на RSA.

Существующие стандарты ЭЦП предписывают использование как определенных алгоритмов подписи, так и использование определенных хеш-функций. Так как в нашей системе используется алгоритм RSA, то вместе с ним рекомендуется использовать хеш-функции из семейства MD (MD2, MD4, MD5). Наиболее совершенной из них является функция MD5, генерирующая хеш-значение длиной 128 бит.

Алгоритм RSA является асимметричным алгоритмом шифрования, то есть подразумевает наличие открытого и закрытого ключей. Для распространения ключей используют цифровые сертификаты. Цифровые сертификаты содержат ключи шифрования и служебную информацию, которая определяется форматом сертификата в стандартах и протоколах инфраструктуры открытых ключей. Эти стандарты можно разделить на две группы: группа стандартов X.509 ITU-T и группа стандартов PKCS (Public Key Cryptography Standards). Поэтому разрабатываемая система должна быть совместима с этими международными стандартами.

ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ "CRYPTOPRO"

В результате исследований была разработана система защищенного документооборота "CryptoPro", предназначенная для работы в средах Windows 98/2000/XP Professional и использующая их встроенные криптографические модули. В ней реализованы функции формирования и проверки электронной цифровой подписи, а также обеспечивается возможность работы с цифровыми сертификатами безопасности, их генерация, хранение, обновление и отзыв.

АРХИТЕКТУРА СИСТЕМЫ

Выбор архитектуры системы "CryptoPro" производился на основе базовой модели PKI [4], которая подразумевает наличие следующих составляющих:

- центр сертификации - элемент PKI, которому доверяют создавать и/или заверять

сертификаты, авторитетный источник сертификатов, электронный нотариус;

- центр регистрации или просто регистратор - элемент PKI, уполномоченный

выполнять регистрацию, то есть выполнять идентификацию пользователей и их регистрацию в списке так, чтобы обеспечить возможность защищенного присвоения сертификатов этому пользователю.

- хранилище сертификатов - служба директорий или база данных, содержащая всю

информацию о сертификатах;

- администратор системы - выполняет функции управления сертификатами;

- пользователь системы.

Для равномерного распределения нагрузки на функциональные блоки системы "CryptoPro" было принято решение немного отойти от базовой модели PKI и объединить центр сертификации с центром регистрации, так как пользователи регистрируются один раз и нагрузка на центр регистрации недостаточна для выделения центра регистрации в отдельную службу.

Существуют две базовые модели общей службы PKI: иерархическая модель, основанная на цепи сертификатов, и модель, основанная на взаимной 'кросс-' сертификации. В иерархической модели центры сертификации расположены в иерархическом подчинении "корневому" центру сертификации, предоставляющему им сертификаты. В модели, основанной на взаимной (кросс-) сертификации, независимые центры сертификации, взаимно сертифицируют друг друга.

Для обеспечения масштабируемости, в системе "CryptoPro" была применена модель, основанная на взаимной (кросс -) сертификации.

С с ема "Cr ptoPro" состои з следующ х ф и - нальных частей (рис.1): администратор системы, центр регистрации и сертификации, хранилище сертификатов, пользователь.

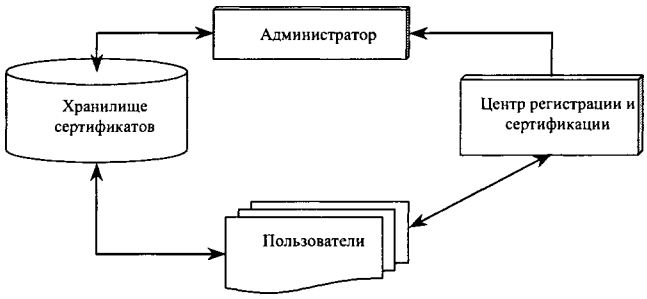


Рисунок 1 - Структура системы защищенного документооборота "CryptoPro"

Рисунок 2 Структура программы "Администрирование хранилища"

АДМИНИСТРАТОРСКАЯ ЧАСТЬ

Администратор системы реализован в программе "Администрирование хранилища". В задачи администратора входят: управление системой и восстановление ее в случае сбоя, публикация новых сертификатов пользователей в хранилище, удаление устаревших и недействительных сертификатов, отзыв сертификатов, резервирование базы данных сертификатов.

Администратор системы выступает в роли арбитра при разборе конфликтных ситуаций, так как только он имеет доступ к хранилищу сертификатов и информацию об участниках системы [5].

Структура программы "Администрирование хранилища" представлена на рисунке 2.

"Модуль записи в хранилище сертификатов" участвует во всех транзакциях записи таких как: добавление сертификата, удаление сертификата, публикация списка отзывов, отзыв сертификата.

"Модуль чтения из хранилища сертификатов" участвует в таких транзакциях чтения: получение сертификата, получение списка отозванных сертификатов, получение статуса сертификата, получение свойств сертификата."Графический интерфейс" служит для отображения ин о мации. К аткая ин о мация о се ти икатах (имя владельца сертификата, дата вступления в силу сертификата, дата окончания срока действия сертификата, серийный номер сертификата, статус сертификата), установленных в хранилище, выводится в главное окно программы "Администрирование хранилища" (рис.3). Информация о серийном номере необходима при разборе конфликтных ситуаций, когда информации об имени пользователя недостаточно. В хранилище возможно наличие сертификатов с одинаковым именем, но серийный номер всегда уникальный.

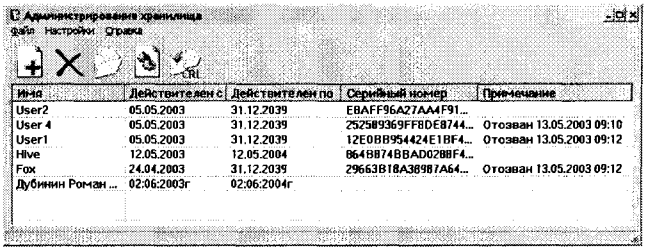


Рисунок 3 - Главное окно программы "Администрирование хранилища"

ЦЕНТР РЕГИСТРАЦИИ И СЕРТИФИКАЦИИ

Центр регистрации и сертификации (ЦРС) реализован в программе "Создание сертификата", которая выполняет следующие функции: генерация и выдача сертификатов закрытого ключа пользователям, создание и передача администратору сертификатов открытых ключей для публикации в хранилище, смена ключей пользователей.

Структура программы "Создание сертификата" представлена на рис.4.

Рисунок 4 - Структура программы "Создание сертификата"

"Модуль генерации ключей" генерирует ключевую пару RSA для создания сертификата. После создания сертификатов ключи удаляются. Таким образом, повторное создание сертификата невозможно - сертификаты обязательно будут отличаться серийным номером и ключами.

"Модуль создания сертификата открытого ключа" создает сертификат в формате X.509 версии 3, используя один из сгенерированной пары ключей.

"Модуль создания сертификата закрытого ключа" создает сертификат, содержащий второй ключ.

Главное окно ЦРС является формой ввода информации для генерации ключей и создания сертификатов (рис.5). В этой форме необходимо указать: уникальное имя пользователя системы, выбрать длину RSA ключа, указать дату начала действия сертификата, срок его действия. Из соображений безопасности, срок действия сертификата ограничен 12 месяцами. После истечения срока пользователю необходимо сменить ключи.

После ввода всех данных, программа генерирует RSA-ключи длиной либо 512 бит, так как по современным требованиям безопасности длина ключа должна быть не менее 512 бит, либо 1024 бит, для более надежной защиты, в соответствии с выбором пользователя, и создает сертификат открытого ключа. Затем появляется диалог, в котором пользователь указывает пароль для закрытого ключа.

Закрытый ключ сохраняется в файле в зашифрованном виде. На этом работа программы заканчивается. В результате работы программы генерируются два файла с именем, совпадающим с именем пользователя и следующими расширениями:

- .cer - файл сертификата открытого ключа, содержит открытый RSA-ключ и подпись центра сертификации;
- .pfx - файл содержит зашифрованный закрытый RSA-ключ.

Файл сертификата открытого ключа передается администратору для публикации в хранилище.

Файл закрытого ключа передается пользователю для установки на его рабочей станции.

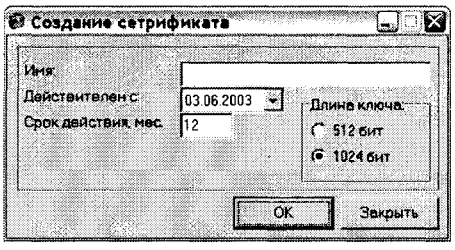


Рисунок 5 - Главное окно программы "Создание сертификата"

КЛИЕНТСКАЯ ЧАСТЬ

Программное обеспечение клиента системы реализовано в программе "CryptoPro", которая устанавливается на клиентские компьютеры и выполняет все операции, связанные с цифровой подписью: формирование цифровой подписи, проверку цифровой подписи с использованием сертификатов безопасности, получение сертификатов безопасности пользователей, получение статуса сертификата пользователя, сформировавшего подпись, подготовку и смену закрытого ключа пользователя.

Структура программы "CryptoPro" пользователей представлена на рис.6.

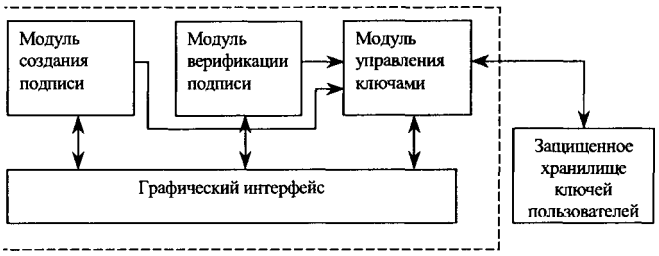


Рисунок 6 - Структура программы "CryptoPro"

"Модуль создания подписи" генерирует подпись к файлу, используя закрытый ключ того пользователя, имя которого указано в настройках программы.

"Модуль верификации подписи" подключается к хранилищу сертификатов, получает сертификат безопасности пользователя подписавшего документ и производит проверку подписи.

"Модуль управления ключами" отвечает за получение и удаление ключей из защищенного хранилища ключей пользователей.

"Защищенное хранилище ключей" пользователей обеспечивает хранение и защиту от несанкционированного доступа к закрытым ключам пользователей.

Доступ ко всем функциям возможен как с панели инструментов, так и через меню.

Рисунок 7 - Главное окно программы "CryptoPro"

Для создания цифровой подписи используется вторая кнопка или меню Файл → Подписать (рис.7). Появляется диалоговое окно, где указывается файл документа, для которого создается подпись. После этого генерируется подпись и сохраняется в файл с именем, совпадающим с именем документа и расширением .sgn. Процесс создания подписи состоит из следующих шагов:

- вычисляется MD5-хеш документа;
- хеш документа шифруется закрытым ключом пользователя;
- создается структура, которая содержит собственно подпись и заголовок со
служебной информацией;
- структура сохраняется в файл.

Адресату посылается исходный файл документа и файл с расширением *.sgn, которые он верифицирует при помощи той же версии программы "CryptoPro".

Верификация цифровой подписи производится при нажатии первой кнопки панели или, выбрав меню Файл → Верифицировать (рис.7). Появляется диалоговое окно (рис.8), где следует указать имя файла документа, имя файла, содержащего цифровую подпись, и имя пользователя, создавшего эту подпись. После чего программа подключается к хранилищу сертификатов, производит поиск нужного сертификата и, если находит, то проверяет его статус, если сертификат отозван, выводится предупреждение, где пользователь выбирает, отказаться от проверки или продолжать проверку.

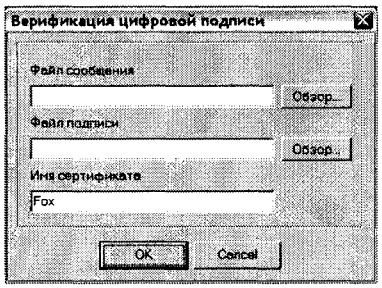


Рисунок 8 - Окно верификации цифровой подписи

После проведения верификации подписи выводится окно (рис.9) с результатами.

Процесс верификации подписи состоит из следующих шагов:

- производится вычисление MD5 хеша сообщения;
- производится дешифрование открытым ключом хеша из подписи;
- хеши сравниваются, если совпадают, подпись правильна.

Третья кнопка панели инструментов управляет закрытым ключом пользователя. При ее нажатии выводится окно управления ключами (рис.10).

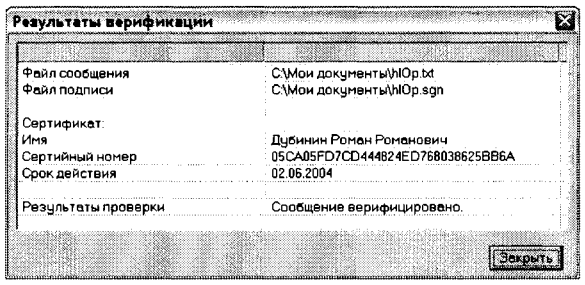


Рисунок 9 - Результаты верификации

В окне управления ключами выводятся сведения о статусе сертификата открытого ключа пользователя, и пользователь может отозвать сертификат или подготовить систему к смене ключей. Подготовка к смене ключей заключается в удалении закрытого ключа пользователя. Отзыв сертификата означает, что администратор помещает номер сертификата в список отзыва.

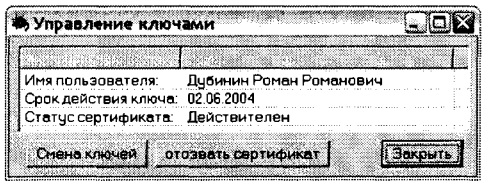


Рисунок 10 - Окно управления ключами

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработанная система защищенного документооборота предприятия "CryptoPro" позволяет создавать и распределять цифровые сертификаты безопасности, обеспечивать доступ участникам системы к базе сертификатов, проводить отзыв сертификата в случае компрометации закрытого ключа пользователя, заверять документы электронной цифровой подписью, проверять электронные цифровые подписи, созданные участниками системы, управлять хранилищем сертификатов. Безопасность в системе обеспечивается криптографической стойкостью используемых алгоритмов. Данная система предоставляет минимальный набор функций, обеспечивающий защиту электронного документооборота. Функциональность системы может быть легко расширена по мере необходимости.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Диффи У. Первые 10 лет криптографии с открытым ключом // ТИИЭР. - М.,1988. - Т. 76. - № 5. - С.54-74.
2. Анин Б.Ю. Защита компьютерной информации. - СПб.; Питер, 2001. - 384 с.
3. Иванов М.А. Криптографические методы защиты информации в компьютерных системах и сетях. - М.; КУДИЦ-ОБРАЗ, 2001 - 368 с.
4. Афонина С.В. Электронные деньги. - СПб.; Питер, 2001. - 128 с.
5. Густинов И. Подход к анализу защищенности систем электронного документооборота на базе электронной цифровой подписи // Безопасность информационных технологий. - М., 2003. - № 4. - С. 50-51.

Надійшла 27.02.04
Після доробки 22.03.04

В статті представлена система захисту електронного документообігу "CryptoPro". Розглянуті проблеми підтримки інфраструктури відкритих ключів і електронного цифрового підпису. Авторами пропонується варіант рішення цих проблем, що реалізується в системі "CryptoPro".

System of protection of the electronic document circulation "CryptoPro" is presented in article. The problems of Public Key Infrastructure and digital signature are considered. The authors propose a variant of solving these problems, which is realized in the system "CryptoPro".

ТЕОРІЯ І МЕТОДИ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

THEORY AND METHODS OF AUTOMATIC CONTROL

УДК 681.515

И.А. Орловский

УТОЧНЕНИЕ ВЫХОДА ФАЗЗИ-РЕГУЛЯТОРА С ПОМОЩЬЮ РЕКУРСИИ

Для повышения чувствительности фаззи-регулятора во всем диапазоне входных переменных предлагается уточнение результатов для каждого правила вывода с использованием свойства рекурсии. Логика рассуждений, сформулированная в правилах, повторяется для части диапазона входных переменных, что позволяет уточнять выходные сигналы регулятора. Получены уравнения пересчёта входных и выходных переменных. Рассмотрен конкретный пример уточнения выхода регулятора.

В настоящее время существует большое количество разнообразных вариантов построения контуров регулирования. Наиболее очевидным способом использования фаззи-регулятора является подключение его вместо классического регулятора. Однако, разработчики такой способ используют редко, "не доверяя" фаззи-регулятору. Это объясняется отсутствием в настоящее время в теории фаззи-регулирования однозначных простых методов оценки фаззи-систем регулирования [1], а также недостаточной чувствительностью фаззи-регулятора к изменению входных сигналов. Одним из недостатков фаззи управления является возможность появления скачков выходного сигнала регулятора при переключении с одного правила на другое. Кроме того, результат одного правила может оставаться неизменным при достаточно широком изменении части входных сигналов регулятора. Этот недостаток можно снизить, неограниченно увеличивая число правил и число термов для входных и выходных переменных, что сразу значительно усложняет фаззи-регулятор, уменьшает его быстродействие, а также усложняет возможность правильно сформулировать большое количество правил, используя только логические рассуждения. Точная формулировка большого количества правил может стать невыполнимой задачей.

Человек в своих рассуждениях при осуществлении точного перемещения вряд ли использует число правил, превышающее десятки. Заменяя человека в системах управления на автоматическое устройство, стараются максимально повторять способы рассуждений человека. Считается, что в основе способности мышления человека лежит рекурсивность процесса формирования понятий [2]. Свойства рекурсии получили развитие в математической логике. Доказано, что существуют рекурсивно решаемые задачи, не решаемые без рекурсии и без привлечения других внешних средств.

Цель статьи - использовать свойство рекурсии для выработки уточнённых результатов для каждого правила вывода.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Общие положения

Использование свойства рекурсии позволяет уточнить результаты для каждого правила вывода, вычисленные из функций принадлежности входных и выходных переменных. При этом используется следующее рассуждение: если применённые функции принадлежности входных и выходных переменных и правила вывода при управлении позволили уменьшить ошибку управляемой координаты и производную ошибки этой координаты до малых значений, то можно, с определённой долей уверенности утверждать, что данные функции принадлежности и правила выбраны удачно. Также возникает желание для уменьшения ошибки управления, либо для уточнения выходного сигнала в каком-то диапазоне, по-

вторить те же правила, но уже для меньшего диапазона изменения значений ошибки управления. В этом случае для входных термов, участвующих в правиле, выполняется рекурсивное определение "часть равна целому", т.е. отдельный терм представляется в виде термов так же, как и весь входной сигнал (первая рекурсия). Для новых термов входных сигналов выполняется тот же набор правил. Полученное выходное значение корректируется так, чтобы оно находилось внутри диапазона изменения выходного терма в первоначальном правиле до рекурсии. Каждый терм входных переменных первой рекурсии вновь может быть представлен "равным целому" (вторая рекурсия). Над термами второй рекурсии могут быть выполнены те же правила вывода и получено значение выхода. Это значение выхода также корректируется. При необходимости процесс может повторяться нужное число раз. В зависимости от расположения термов входных и выходных сигналов для данного правила необходима различная корректировка выходного сигнала.

Корректировка входных и выходных сигналов

Рассмотрим фаззи-регулятор выходной координаты системы управления объектом. Входными переменными фаззи-регулятора являются ошибка регулирования выходной координаты (x) и её производная (y). Выход регулятора - z. Пусть каждой входной и выходной переменной соответствуют пять лингвистических термов:

- PL - Positive Large (положительная большая);
- PS - Positive Small (положительная малая);
- Z - Zero (нуль);
- NS - Negative Small (отрицательная малая);
- NL - Negative Large (отрицательная большая).

Форма граничных функций PL и NL принимается трапецеидальной. Форма остальных функций - треугольная. Треугольная и трапецеидальная формы функций принадлежностей наиболее простые, что уменьшает затраты машинного времени при расчетах. Функции принадлежности размещаются таким образом, что значения входных и выходных переменных принадлежат всегда двум термам внутри рабочего интервала или одному трапецеидальному терму вне рабочего интервала. Фаззи правила, аналогичные [1], представлены в табл.1.

Таблица 1 - Фаззи правила

		y				
		PL	PS	Z	NS	NL
x	PL	NL	NL	NS	NS	Z
	PS	NL	NS	NS	Z	PS
	Z	NL	NS	Z	PS	PL
	NS	NS	Z	PS	PS	PL
	NL	Z	PS	PS	PL	PL

Выход фаззи-регулятора вычисляется по алгоритму Мамдани [3]. Для объяснения дальнейших рассуждений и расчётов приведём кратко алгоритм Мамдани.

Пусть для простоты базу знаний организуют два нечетких правила вида

П1: если x есть A_1 и y есть B_1, тогда z есть C_1,

П2: если x есть A_2 и y есть B_2, тогда z есть C_2,

где x и y - имена входных переменных, z - имя переменной выхода; A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2 - некоторые заданные функции принадлежности. Необходимо определить четкое значение z_0 на основе приведенной информации и четких значений x_0 и y_0.

Математически алгоритм может быть описан следующим образом.

1. Фаззификация: находятся степени истинности для предпосылок каждого правила: $A_1(x_0)$, $A_2(x_0)$, $B_1(y_0)$, $B_2(y_0)$.

2. Агрегация: находятся уровни "отсечения" для предпосылок каждого из правил с использованием операции логического минимума, если в правилах условия связаны союзом "и":

$$\alpha_1 = A_1(x_0) \wedge B_1(y_0), \quad \alpha_2 = A_2(x_0) \wedge B_2(y_0), \qquad (1)$$

где через знак " $\wedge$ " обозначена операция логического минимума. Затем находятся усеченные функции принадлежности (импликация)

$$C'_1(z) = (\alpha_1 \wedge C_1(z)), \quad C'_2(z) = (\alpha_2 \wedge C_2(z)). \qquad (2)$$

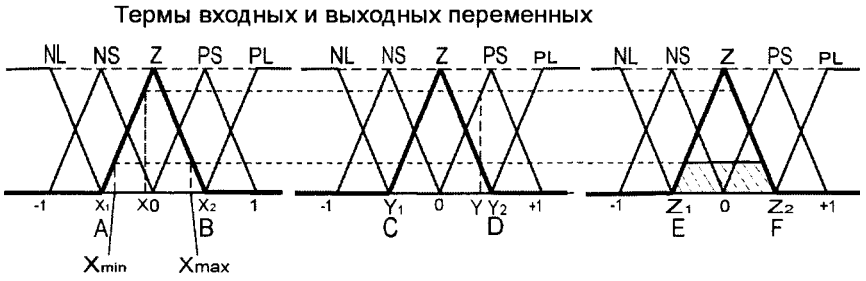
3. Аккумуляция: производится объединение найденных усеченных функций с использованием операции максиму, обозначаемой как "$\vee$", что приводит к получению итогового нечеткого подмножества для переменной выхода с функцией принадлежности

$$\mu_\Sigma(z) = C(z) = C'_1(z) \vee C'_2(z) = \\ = (\alpha_1 \wedge C_1(z)) \vee (\alpha_2 \wedge C_2(z)). \qquad (3)$$

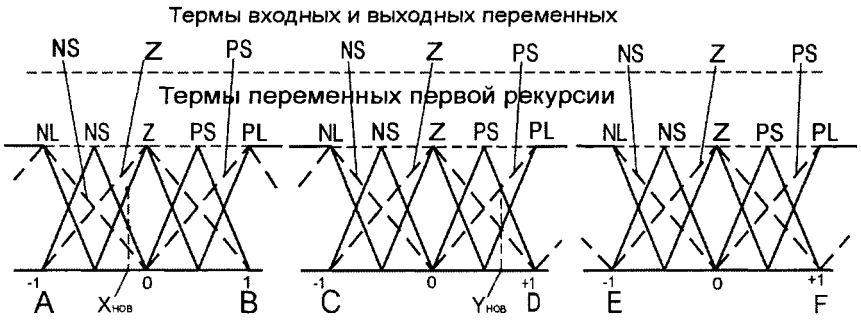
4. Дефаззификация: нахождение z_0 проводится, например, центроидным методом (как центр тяжести для кривой $\mu_\Sigma(z)$)

$$z_0 = \frac{\int z \cdot \mu_\Sigma(z) dz}{\int \mu_\Sigma(z) dz}. \qquad (4)$$

Рассмотрим более подробно уточнение выхода правила, используя метод рекурсии. Пусть система работает в зоне нулевой ошибки по выходной координате (терм - Z для x) и в зоне нулевой ошибки по производной выходной координаты (терм - Z для y). В этом случае выход формируется четырьмя правилами, одним из которых является правило: если x есть Z и y есть Z, то z есть Z. Для приведённого выше правила выходное значение находится в терме Z выходной координаты z. На (рис.1,а) показано формирование итогового выходного терма (заштрихованная область) для данного правила, согласно алгоритму Мамдани. При использовании в операции агрегации логического минимума изменение входной величины x в пределах от x_{min} до x_{max} не влияет на результат этого правила.



а



б

Рисунок 1 - Расположение входных и выходных термов, а - без рекурсии, б - после первой рекурсии

Для выполнения первой рекурсии рассмотрим диапазоны нахождения входных и выходных переменных для данного правила. Согласно рис. 1 терм Z для x заключён в диапазоне от x_1 до x_2 (точки A и B), терм Z для y заключён в диапазоне от y_1 до y_2 (точки C и D), терм Z для выходной величины z заключён в диапазоне от z_1 до z_2 (точки E и F). Выполним первую рекурсию, проделаем следующие операции:

1. Представим диапазон для x от x_1 до x_2 (от точки A до точки B) как полный набор термов переменной x (рис.1б). Вычислим новое значение входной переменной x

$$x_{нов} = K_x \cdot x_0 , \quad K_x = D_x /(x_2 - x_1) , \qquad (5)$$

где D_x - диапазон изменения входной переменной x (если x меняется от -1 до +1, то D_x равно 2), K_x - коэффициент пересчёта переменной x.

2. Представим аналогично диапазон для y от y_1 до y_2 (от точки C до точки D) как полный набор термов переменной y. Вычислим новое значение входной переменной y

$$y_{нов} = K_y \cdot x_0 , \quad K_y = D_y /(y_2 - y_1) , \qquad (6)$$

где D_y - диапазон изменения входной переменной y (если y меняется от -1 до +1, то D_y равно 2), K_y - коэффициент пересчёта переменной y.

3. Применим те же правила (табл. 1) и определим форму выходного терма и значение выходной переменной $z_{нов}$, как центра тяжести полученного выходного терма. Полученное значение $z_{нов}$ должно быть пересчитано так, чтобы оно подобным образом находилось внутри выходного терма данного правила. Для рассматриваемого случая выход вычисляется по формуле

$$z_0 = K_z \cdot z_{нов} , \quad K_z = (z_2 - z_1)/ D_z , \qquad (7)$$

где D_z - диапазон изменения входной переменной z (если z меняется от -1 до +1, то D_z равно 2), K_z - коэффициент пересчёта переменной z.

Входные и выходная переменные могут принадлежать внутренним или граничным термам. Возможны различные комбинации принадлежности входных и выходной переменных различным термам (табл. 2).

Используемые термы в рассмотренном выше правиле являются внутренними и относятся к варианту 1 табл.2, как частный случай. Если значения входных величин x, y и значения выходной величины z не принадлежат нулевым термам Z, то формулы для расчёта используются другие. Рассмотрим вычисления выхода данного правила для случаев, когда термы входных и выходных переменных являются внутренними и могут быть как нулевыми, так и не нулевыми.

Таблица 2

№ варианта	Входные термы		Выходной терм
	x	*y*	*z*
1	Внутренний	Внутренний	Внутренний
2	Внутренний	Внутренний	Граничный
3	Внутренний	Граничный	Внутренний
4	Внутренний	Граничный	Граничный
5	Граничный	Внутренний	Внутренний
6	Граничный	Внутренний	Граничный
7	Граничный	Граничный	Внутренний
8	Граничный	Граничный	Граничный

Пусть имеется правило, в котором участвуют термы, показанные жирной линией на рис.2а. Если x есть PS и y есть Z, то z есть NS. Расчёт выхода выполняется следующим образом.

1.Вычисляется

$$x_{нов} = D_x(x_0 - x_1)/(x_2 - x_1) - D_x/2\,. \qquad (8)$$

2. Вычисляется

$$y_{нов} = D_y(y_0 - y_1)/(y_2 - y_1) - D_y/2\,. \qquad (9)$$

Если учесть, что y принадлежит нулевому терму, тогда y_1 = -0,5, y_2 = 0,5, уравнение упрощается и принимает вид $y_{нов} = D_y \cdot y_0$.

3. Согласно правилам вычисляется $z_{нов}$ и выходное значение z_0

$$z_0 = (z_1 + z_2)/2 + z_{нов} \cdot K_z,\ K_z = (z_2 - z_1)/D_z\,. \qquad (10)$$

Для обеспечения заданной динамики системы с фаззи-регулятором необходимо при настройке регулятора не только уточнение выхода методом рекурсии, но и правильный выбор масштабирующих коэффициентов для входных и выходной переменных. Настройка масштабирующих коэффициентов в данной статье не рассматривается, а только даются рекомендации, необходимо или нет их изменение.

Рассмотрим случай, когда входы принадлежат внутренним термам, а выход принадлежит граничному терму (вариант 2 табл. 2, рис.2б). Обозначим через z_1 и z_2 начало и конец возрастающего (убывающего) участка граничного терма. Тогда расчёт уточнённого выходного терма выполняется по формулам (8)-(10) с применением алгоритма определения выхода фаззи-регулятора. В этом случае возрастает диапазон изменения выходной переменной z (координаты центра тяжести результирующей фигуры). Масштабирующие коэффициенты входных и выходной переменных не изменяются.

Рассмотрим случай, когда значения одного из входных сигналов, например x, принадлежат граничному терму, а выходной сигнал принадлежит внутреннему терму (варианты 3 и 5 таблицы 2, рис.2в). Так как результат правила вырабатывается использованием операции логического минимума, то для значений входной переменной x_0 меньше x_1, вход x не влияет на выход этого правила при любых значениях входа y. Если x_0 находится между x_1 и x_2, то при выполнении первой рекурсии участок x_1x_2 расширяется на весь диапазон входной переменной x. Расчёт уточнения выхода выполняется по формулам (8)-(10) с применением алгоритма определения выхода фаззи-регулятора. При значениях входа меньше x_1 система нечувствительна к переменной x, следовательно, требуется изменение масштабирующих коэффициентов.

Рассмотрим случай, когда значения двух входных сигналов принадлежат граничным термам, а выходной сигнал формируется внутренним термом (вариант 7 таблицы 2, рис.2г). Обозначим через x_1 и x_2, y_1 и y_2 соответственно начало и конец убывающего и возрастающего участков граничных термов входных переменных. Если значение переменной x_0 находится в интервале между x_1 и x_2 и значение переменной y_0 между y_1 и y_2, то расчёт уточнённого выходного терма выполняется по формулам (8)-(10) с применением алгоритма определения выхода фаззи-регулятора. При нахождении входных значений в зоне насыщения терма (меньше x_1 и (или) больше y_2), то система оказывается разомкнутой по одной и (или) двум входным координатам соответственно. В этом случае требуется изменение масштабирующих коэффициентов входных и (или) выходной переменных.

Рассмотрим случай, когда значения одного из входных сигналов принадлежат граничному терму и выходной сигнал для данного правила также формируется граничным выходным термом (варианты 4 и 6 таблицы 2, рис.2д). Обозначим через x_1 и x_2 начало и конец убывающего (возрастающего) участка граничного терма переменной x, через z_1 и z_2, начало и конец возрастающего (убывающего) участка граничного терма выходной переменной z. Если значение переменной x_0 находится в интервале между x_1 и x_2, то расчёт уточнённого выходного терма выполняется по формулам (8)-(10) с применением алгоритма определения выхода фаззи-регулятора. Если значение x_0 находится в зоне насыщения (меньше x_1), то требуется изменение масштабирующих коэффициентов.

Рассмотрим случай, когда значения двух входных сигналов принадлежат граничным термам и выходной сигнал для данного правила также формируется граничным выходным термом (вариант 8 таблицы 2, рис. 2е). Обозначим через x_1, y_1, z_1 начало, а через x_2, y_2 и z_2, конец убывающих (возрастающих) участков граничных термов. Если значение переменной x_0 находится в интервале между x_1 и x_2 и значение переменной y_0 меж-ду y_1 и y_2, то расчёт уточнённого выходного терма вы-полняется по формулам (8)-(10) с применением алгоритма определения выхода фаззи-регулятора. Если значение переменной x_0 и (или) значение y_0 находится в зоне насыщения, то необходимо изменение масштабирующих коэффициентов.

Часто операцию агрегации выполняют, используя алгебраическое произведение значений функций принадлежности

$$\alpha_1 = A_1(x_0) \cdot B_1(y_0)\,,\ \alpha_2 = A_2(x_0) \cdot B_2(y_0)\,.$$

Однако в алгебраическом произведении при одном и том же результате сомножители могут иметь множество различных значений, что также снижает качество управления. В этом случае для уточнения выходных значений данного правила также может быть использован метод рекурсии.

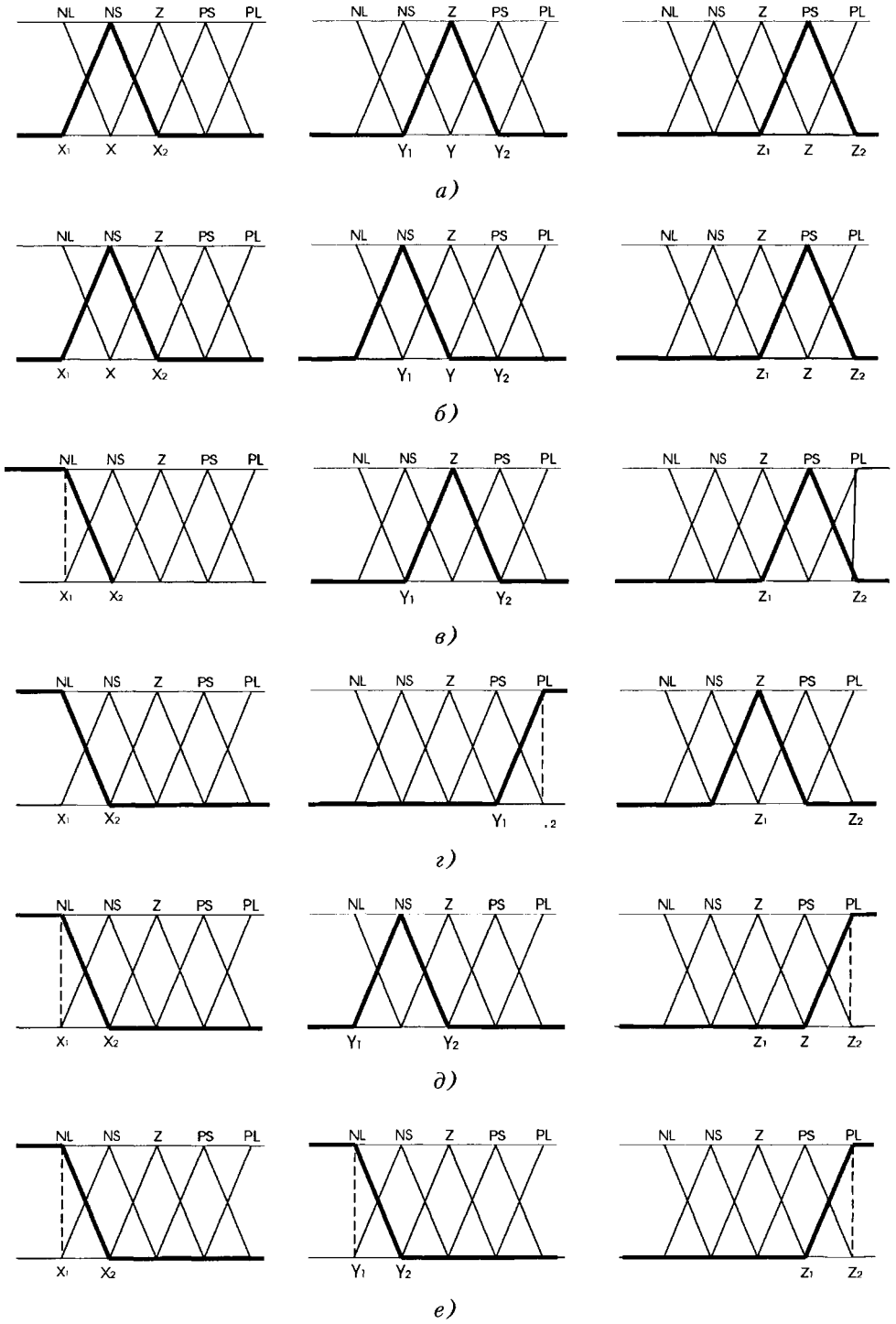


Рисунок 2 - Варианты принадлежности переменных различным термам

Пример расчёта уточнённого выхода первой рекурсии фаззи-регулятора

Для удобства пронумеруем правила, расположив в ячейках таблицы номера правил (табл. 3).

Пусть значения входных переменных следующие x_0 = -0,3; y_0 = 0,1. Значения каждой из входных переменных принадлежат двум термам (x принадлежит термам Z и NS, y - Z и PS), следовательно, при выработке выхода участвуют 2 * 2 = 4 правила, а именно 8, 9, 13, 14. Выход регулятора при этом равен z_0 = 0,153 (рис.3).

Выполним первую рекурсию (уточнение выхода) правила 13. В этом правиле входные и выходные термы являются нулевыми (Z), при этом x_1 = -0,5; x_2 = 0,5; y_1 = -0,5; y_2 = 0,5; z_1 = -0,5; z_2 = 0,5. Расчёт уточнённого выхода выполним, используя уравнения (5) и (6). При этом K_x = 2, $x_{нов}$ = -0,6, K_y = 2, $y_{нов}$ = 0,2, вычисленный выход $z_{нов}$ = 0,29. Пересчитанное значение выхода, согласно уравнению (7), составляет K_z = 0,5; z_0 = 0,145. При выработке выхода $z_{нов}$ участвуют также 4 правила - 9, 10, 14, 15, показанные на рис.4.

Таблица 3

		y				
		PL	PS	Z	NS	NL
x	PL	1	6	11	16	21
	PS	2	7	12	17	22
	Z	3	8	13	18	23
	NS	4	9	14	19	24
	NL	5	10	15	20	25

Выполним первую рекурсию (уточнение выхода) правила 8. В этом случае $x_1 = -0,5$; $x_2 = 0,5$; $y_1 = 0$; $y_2 = 1$; $z_1 = -1$; $z_2 = 0$. Используя формулы (8) и (9), вычислим

$x_{нов} = 2(-0,3 + 0,5)/(0,5 + 0,5) - 1 = - 0,6$;

$y_{нов} = 2(0,1 - 0)/(1 - 0) - 1 = - 0,8$;

вычисленный выход $z_{нов} = 0,594$. Пересчитанное значение выхода, согласно уравнению (13) составляет

$K_z = (0 + 1)\cdot 0,5 = 0,5$;

$z_0 = 0,5(0 - 1) + 0,594\cdot 0,5 = -0,203$.

При выработке выхода $z_{нов}$ участвуют также 4 правила - 19, 20, 24, 25, показанные на рис.5.

Выполним первую рекурсию (уточнение выхода) правила 9. В этом случае $x_1 = - 1$; $x_2 = 0$; $y_1 = 0$; $y_2 = 1$; $z_1 = - 0,5$; $z_2 = 0,5$. Используя формулы (8) и (9) вычислим

$x_{нов} = 2(-0,3 + 1)/(0 + 1) - 1 = 0,4$;

$y_{нов} = 2(0,1 - 0)/(1 - 0) - 1 = - 0,8$;

вычисленный выход $z_{нов} = 0,303$. Пересчитанное значение выхода согласно уравнению (10) составляет $K_z = 0,5$; $z_0 = 0,1515$. При выработке выхода $z_{нов}$ участвуют также 4 правила - 17, 18, 22, 23, показанные на рис.6.

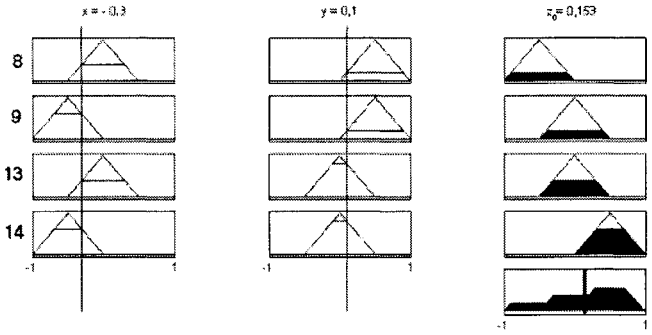


Рисунок 3 - Правила влияющие на вычисление выхода при x=-0,3 и y=0,1

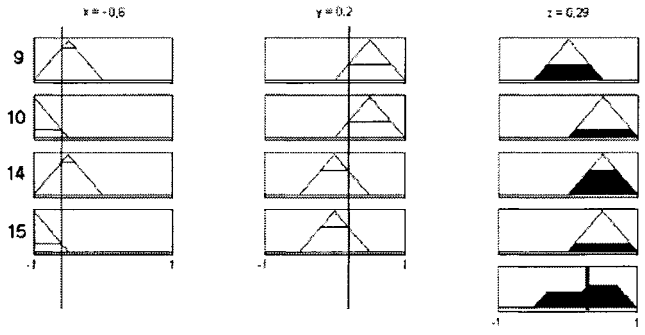


Рисунок 4 - Первая рекурсия правила 13

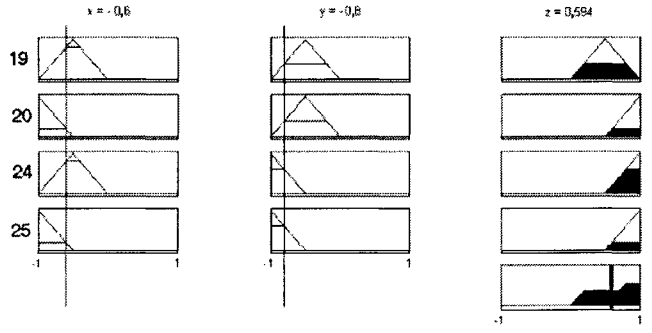


Рисунок 5 - Первая рекурсия правила 8

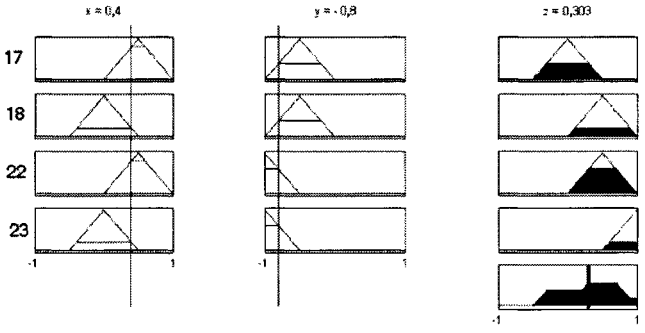


Рисунок 6 - Первая рекурсия правила 9

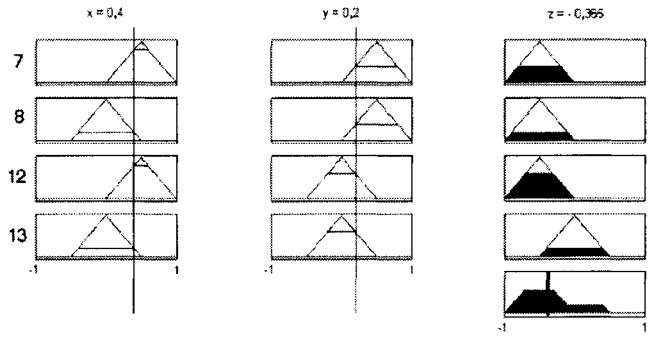


Рисунок 7 - Первая рекурсия правила 14

Выполним первую рекурсию (уточнение выхода) правила 14. В этом случае $x_1 = -1$; $x_2 = 0$; $y_1 = -0,5$; $y_2 = 0,5$; $z_1 = 0$; $z_2 = 1$. Используя формулы (8) и (9), вычислим

$x_{нов} = 2(-0,3 + 1)/(0 + 1) - 1 = 0,4$;

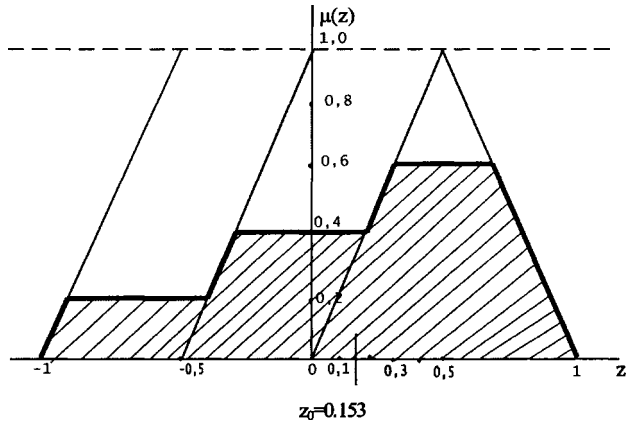
$y_{нов} = 2(0,1 + 0,5)/(0,5 + 0,5) - 1 = 0,2$;

вычисленный выход $z_{нов} = -0,365$. Пересчитанное значение выхода, согласно уравнению (13) составляет

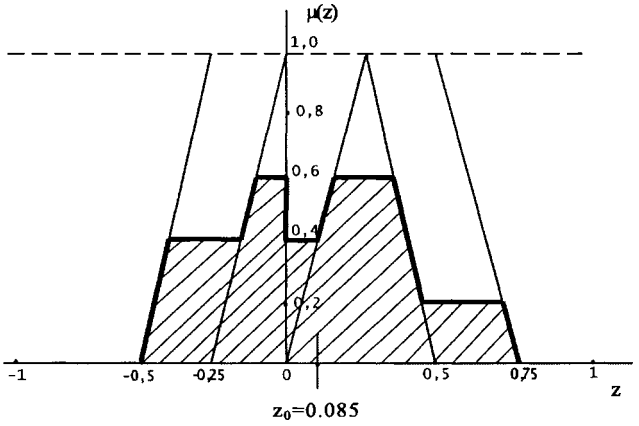
$K_z = (1 - 0)\cdot 0,5 = 0,5$;

$z_0 = 0,5(1 + 0) - 0,365\cdot 0,5 = 0,3175$.

При выработке выхода $z_{нов}$ участвуют также 4 правила - 7, 8, 12, 13, показанные на рис.7.



а)



б)

Рисунок 8 - Итоговые нечеткие подмножества выходной переменной, а - без рекурсии, б - после первой рекурсии

Далее, согласно уравнению (3), выполним объединение найденных усеченных функций (аккумуляция) для получения итогового нечёткого подмножества после выполнения первой рекурсии (рис.8б). Для наглядности на рис.8а показано объединение итоговых нечётких подмножеств без использования рекурсии. Центр тяжести полученной фигуры ($z_0 = 0{,}085$) является уточнённым выходом регулятора после первой рекурсии.

Если сравнить полученные усеченные выходные функции без уточнения и после выполнения первой рекурсии, то уточнённая функция размещается более компактно относительно своего центра тяжести. Для крайних значений выходной переменной z от -1 до -0,5 и от 0,75 до 1 значение функции равно нулю. При дальнейших рекурсиях функция примет ещё более компактный вид. Повышение компактности выходной функции возникает из-за более близких результатов, полученных от каждого правила. Более детальное исследование рекурсивного регулятора является задачей дальнейших исследований.

ВЫВОДЫ

Предложенный метод рекурсии логических правил, позволяет уточнить выхо регулятора, а также расширить диапазон изменения выходной переменной при нахождении её в граничных выходных термах. Приведены уравнения пересчёта вхо ных параметров пере рекурсивным применением правил, а также формулы корректировки выходного значения. Рассмотренный конкретный пример подтвердил возможность получения уточнённого выхода по предложенной методике.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Калашников В.І., Паліс Ф., Лозинський О.Ю. Основи фази-логіки та фази-регулювання. Донецьк, Магдебург, Львів, 2000. с. 86.
2. Анисимов А.В. Информатика. Творчество. Рекурсия/Отв. Ред. А.Г. Ивахненко. - Киев: Наук. Думка, 1988. - 224с.
3. Дьяконов В.П., Абраменкова И. В., Круглов В.В. MATLAB 5.3.1 с пакетами расширений. Под ред. Проф. В.П. Дьяконова.-М.: Нолидж.- 2001 г., 880 с.

Надійшла 18.02.04
Після доробки 16.03.0

Для підвищення чутливості фазі-регулятора в усьому діапазоні вхідних змінних пропонується уточнення результатів для кожного правила виводу, при цьому використовуються властивості рекурсії. Логіка міркувань, що сформована в правилах, повторюється для частини діапазону вхідних змінних, що дозволяє уточнювати вихідні сигнали регулятора. Отриманні рівняння перерахунку вхідних і вихідних змінних. Розглянутий конкретний приклад уточнення виходу регулятора.

To increase the sensitivity of the fuzzy-regulator in all the range of input variable the more precise definition of the results for each of the conclusion rules is suggested, using the recursion characteristic. The logics of the reasons formed in rules are the same for the part of the range of input variables. This consider enable to amplify the output regulator signals. The equations of recalculation of input and output variables are obtained. The real example of the amplification of the regulator output has been considered.

УДК 681.34

В.А. Тимофеев

О НЕКОТОРЫХ ПРОБЛЕМАХ СИНТЕЗА КРИТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

В статье рассматриваются и анализируются проблемы, возникающие при синтезе критических систем управления. Предлагаются структуры закона управления ARMAX-модели в пространствах $L(m,\delta)$ и $D(m,\delta)$.

ВВЕДЕНИЕ

Многие задачи управления сводятся к поддержанию некоторых характеристик объекта управления V (например, выходного сигнала объекта, ошибки управления и т.д.) внутри априорно задаваемых границ независимо от характера возмущений

$$|V(t,w) \le E|, \qquad \forall t \in R, \tag{1}$$

где t - непрерывное или дискретное время; w - внешние сигналы, отражающие влияние окружающей среды; E - заданная пороговая величина. В том случае, если нарушение неравенства (1) в принципе не допустимо, закон управления, обеспечивающий жесткое поддержание (1), называется критическим, а система управления, его реализующая, - критической [1, 2].

Проблема синтеза такой системы распадается на две относительно независимые подзадачи, первой из которых является определение цели управления и его формального представления- критерия. Вторая подзадача состоит в нахождении формального описания регулятора, обеспечивающего требуемое значение этого критерия.

Для синтеза системы критического управления требуется предварительное построение как моделей собственно объекта управления, так и окружающей среды. И если модель объекта может быть описана в терминах "вход - выход", то влияние окружающей среды может быть учтено с помощью специального описания сигналов, действующих на объект.

Выбор того или иного способа описания внешних сигналов является определяющим при выборе конкретного метода синтеза закона управления. В настоящее время широко применяются пространства $L(m,\delta)$ и $L(N,m_0,\delta_0)$, позволяющие учитывать ограничения на амплитуды входных сигналов, и $D(m,\delta)$ и $D(N,m_0,\delta_0)$, вводящие ограничения на производные этих же сигналов. Здесь N говорит о том, что сигнал представляет собой сумму N сигналов [3, 4].

Целью данной работы является рассмотрение проблем, возникающих при синтезе критических систем и связанные с выбором пространства описания входных сигналов, критерия оптимизации и определением структуры закона управления.

ВИБОР ОПИСАНИЯ ПРОСТРАНСТВА ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ

Пространство входных сигналов $L(m,\delta)$ образуется временной последовательностью $\omega(k)$ такой, что $\omega(k)=0$ при $k < 0$, а для $k \ge 0$ и $m \in [1,\infty]$ и $\delta \in (0,\infty)$

$$\|w\|_m \le \delta. \tag{2}$$

При $m = \infty$ получаем пространство $L(\infty,\delta)$, содержащее элементы ω, произвольно имеющиеся в любой момент времени $t \in N^+$ в рамках жёстких ограничений $\|\omega\|_\infty \le \delta$.

Обобщением данного пространства является комплексное пространство

$$L(N,m_0,\delta_0) = \left\{ \sum_{j=1}^{N} \omega^{(j)} : \omega^{(j)} \in L(m_{0j},\delta_{0j}),\ при\ \ j = 1,2,...,N \right\}.$$

При синтезе цифровых систем управления более эффектным представляется использование дискретных пространств $D(m,\delta)$ и $D(N,m_0,\delta_0)$, позволяющих учитывать не только амплитуды входных сигналов, но и их вариации.

В общем случае входное пространство $D(m,\delta)$ образуется множеством возможных последовательностей ω таких, что

$$\begin{cases} \sup\left\{ \sum_{i=k}^{k+m} |\Delta\omega(i)| : k \in N \right\} \le \delta; \\ |\omega(k)| < \infty, \text{ для } \_\ k \in N, \end{cases} \tag{3}$$

где $S \in (0,\infty), m \in N^+$, а $\Delta\omega$ представляет собой изменение (обычно первую разность) входного сигнала

$$\Delta\omega(k) = \omega(k) - \omega(k-1).$$

Из (3) следует, что пространство $D(m,\delta)$ вводит ограничения на скорость изменения входных сигналов. Для частного случая m=0, пространство $D(0,\delta)$ включает все последовательности с ограниченной первой разностью

$$\sup\{|\Delta\omega(k)| : k \in N\} \le \delta$$

и в теории управления обычно называется устойчивым входным пространством. В общем случае пространство $D(m,\delta)$ описывает как устойчивые, так и переходные режимы.

Общением этого пространства является комплексное пространство $D(N,m_0,\delta_0)$, образованное множеством последовательностей

$$\omega = \sum_{j=1}^{N} \omega(j), \tag{4}$$

удовлетворяющих условию

$$(\omega^{(1)},\omega^{(2)},...\omega^{(N)}) \in D(m_{01},\delta_{01}) \times \\ \times D(m_{02},\delta_{02}) \times ... \times D(m_{0N},\delta_{0N}).$$

ВЫБОР КРИТЕРИЯ ОПТИМИЗАЦИИ

В работах [5,6] рассматривается задача синтеза систем управления по критериям L^1 - (в непрерывном времени) и l^1 - нормы (в дискретном времени). L^1 -норма для объекта с передаточной функцией G и обратным ее преобразованием Лапласа $g(t,\delta)$ имеет вид

$$\|g\|_1 = \int_0^\infty |g(t,\delta)|dt.$$

Если ввести L^{∞} -норму возмущения $\omega(t)$ в виде

$$\|\omega\|_{\infty} = \sup \{|\omega(t)|: t \in R\},$$

то L^1 - норма может быть вычислена с помощью отношения

$$\|g\|_1 = \sup \{\frac{\| y \|_{\infty}}{\| \omega \|_{\infty}}\}.$$

Необходимо отметить, что именно L^1 - и l^1 -нормы получили известное распространение при синтезе критических систем, хотя с содержательной точки зрения идеологии таких систем в качестве целевой функции наилучшим образом отвечает верхняя граница абсолютной ошибки

$$Je(p) = \sup \{|e(t, \omega, p)|: t \geq 0, \ \omega \in F\}, \qquad (5)$$

где $e\ (t, \omega, p)$ - ошибка управления; t - время; ω - входное возмущение, относительно которого предполагается лишь принадлежность некоторому пространству F; p - вектор варьируемых параметров закона управления.

Метод неравенств является наиболее ярким представителем многоцелевого подхода к синтезу систем управления. Он оперирует одновременно с множеством локальных критериев, обеспечивая каждому из них значение не хуже некоторой пороговой величины. В оригинальном методе неравенств [7] все требования к качеству процессов управления задаются в форме системы неравенств, имеющей вид

$$Ji\ (p) \leq \varepsilon_i \quad \forall\ i = 1, 2, \ldots, n, \qquad (6)$$

где локальные критерии $Ji: p \rightarrow Ji(p)$ осуществляют отображение $R^N \rightarrow R$; $p \in P$, $p=(p_1, p_2, \ldots, p_N)$ - N - мерный вектор управляемых переменных; ε_i - выбираемые пороговые значения отдельных целевых функций. Цель управления в этом случае считается достигнутой, если удовлетворяются все n неравенств системы (6).

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТРУКТУРЫ ЗАКОНА

Вид конкретного алгоритма управления зависит от используемой математической модели исследуемого объекта. Так если для описания используется одно из наиболее широко распространенных представлений в виде ARMAX-модели

$$Ay(k) = q^{-d} Bu(k) + Cw(k), \qquad (7)$$

где A, B и C - полиномы, имеющие соответственно вид

$$A = 1 + a_1 q^{-1} + \ldots + b_n q^{-n},$$

$$B = b_0 + b_1 q^{-1} + \ldots + b_m q^{-m},$$

$$C = 1 + c_1 q^{-1} + \ldots + c_l q^{-l},$$

а $y(k)$, $u(k)$, $w(k)$ - выходной, входной и возмущающий сигналы соответственно в дискретный момент времени k; $d \geq 1$ - время чистого запаздывания в канале управления; q^{-1}- оператор сдвига назад; n, m и l - порядки полиномов A, B и C соответственно, то с использованием параметризации, введенной в [7], структура закона управления в пространстве $L(m, \delta)$ принимает вид

$$C = (P + \overline{R}A)(Q - \overline{R}q^{-d}B)^{-1}, \overline{R} \in \overline{A}_1, \qquad (8)$$

где P и Q определяются из уравнений

$$AF + q^{-d}E = C,$$

$$AQ + q^{-d}BP = C. \qquad (9)$$

Здесь полиномы с $F \in R(q, d-1)$, $f_0 = 1$, $E \in R(q, \overline{n}-1)$, $Q \in R(q, d+\overline{m}-1)$ с $q_0 = 1, P \in R(q, \overline{n}-1)$ единственны.

Аналогично могут быть определены структуры законов управления в других выбранных пространствах, например, (3).

ВЫВОДЫ

Проведенный анализ существующих проблем, связанных с синтезом критических систем управления, позволяет отметить следующее. Большой гибкости при создании систем управления можно достичь, если предположить, что сигналы принадлежат некоторому функциональному пространству, выбор которого влияет на вид получаемой структуры закона управления. Выбор критерия оптимизации определяется конкретной задачей, а сложность используемого критерия определяет сложность синтезируемого закона управления. Являясь наиболее перспективным подходом, метод неравенств требует своего дальнейшего совершенствования и развития, определяемого необходимостью работы в условиях неопределенности информации об объекте и окружающей среды, нестационарности, нелинейности, необходимости выработки управляющих воздействий в реальном времени.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Zakian V. Critical systems and torelable inputs// Int. J. Control.-1989.-49.-№ 4.-P.1285-1289.
2. Whidbone J. F., Liu G. P. Critical Control Systems.-N. Y.: John Wiley & Sons Inc., 1993.-187p..
3. Острем К.Ю. Введение в стохастическую теорию управления.- М.: Мир, 1973.-324с.
4. Francis B.A. Cours in H Control Theory.-Lect. Notes Control & Int. Sci.-v.88.- Berlin.: Springer Verlag, 1987.-212p.
5. Vidusagar M. Optimal rejection of persistent bounded disturbances// IEEE Trans. Aut. Control.-1986.- 31.-P.527-534.
6. Dahleh M.A., Pearson J.B. L1-optimal compensators for continuous-time systems// IEEE Trans. Aut. Control.-1987.-32.-P.889-895.
7. Zakian V., Al-Nait U. Design of dynamical and control systems by the method of inequafities// Proc IEE.-1979.-120.=№ 11.-P.1421-1427.

Надійшла 26.32.04

В статті розглянуто та проаналізовано проблеми, що виникають при синтезі критичних систем управління. Запропоновано структури закону управління ARMAX-моделі в просторах $L(m, \delta)$ та $D(m, \delta)$.

In this paper problems that are used in critical control systems synthesis are considered and analyzed. The control law structure for ARMAX-plant in spaces $L(m, \delta)$ and $D(m, \delta)$ are proposed.

КЕРУВАННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

CONTROL IN TECHNICAL SYSTEM

УДК 62-55:681.515

В.И. Гостев, В.В. Крайнев, В.А. Иванченко

ОЦЕНКА РОБАСТНОСТИ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ДАВЛЕНИЯ ПАРА В ИСПАРИТЕЛЕ ПАРОВОГО КОТЛА С РАЗЛИЧНЫМИ ЦИФРОВЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ

Изложена оценка робастности системы регулирования давлением пара в испарителе парового котла. Представлены результаты математического моделирования системы с цифровым оптимальным по быстродействию регулятором, ПИД-регулятором и нечетким (работающим на базе нечеткой логики) регулятором.

ВВЕДЕНИЕ

В работе [1] изложен синтез оптимального по быстродействию и нечеткого (работающего на базе нечеткой логики) цифрового регулятора системы автоматического регулирования давления пара в испарителе парового котла. Разработка систем автоматического управления параметрами таких важных промышленных установок как паровой котел является актуальной среди мероприятий по экономии топлива и электроэнергии. В данной работе изложены результаты исследования системы регулирования давления пара в испарителе парового котла с различными регуляторами и дана оценка робастности системы.

Многие современные подходы к синтезу систем автоматического управления делают акцент на робастность систем, т.е. способность систем обладать требуемым качеством, несмотря на неточности модели или существенную неопределенность характеристик объекта управления [2]. Эти подходы, прежде всего, учитывают тот факт, что реальные физические системы и окружающие условия, в которых они работают, не могут быть смоделированы абсолютно точно, они могут изменяться непредсказуемым образом и могут подвергаться всевозможным возмущениям. Робастность, по сути дела, характеризуется чувствительностью системы к факторам, которые не учитывались на этапах анализа и синтеза - например, к возмущениям, шуму датчиков, не отраженным в модели системы управления параметрам и объекта или неточностям самой модели, которые влияют на динамику системы. Система должна быть способна противодействовать влиянию этих факторов при выполнении задач, ради которых она проектировалась.

Робастность систем, как правило, обеспечивается надлежащим выбором регулятора. Учитывая, что главной задачей регулятора является обеспечение требуемого качества системы в переходных и установившихся режимах, следует выбирать такой регулятор, который обеспечивал бы требуемое быстродействие при ступенчатом входном сигнале, определяемое временем регулирования, малые динамические ошибки при произвольном входном воздействии и допустимые изменения качества системы, характеризуемое указанными параметрами.

В данной работе оценивается робастность системы автоматического регулирования давления пара в испарителе парового котла при использовании трех типов цифровых регуляторов: 1) оптимального по быстродействию, 2) традиционного ПИД-регулятора и 3) нечеткого, работающего на базе нечеткой логики.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Давлением пара $\Delta P_{пар}$ (регулируемой переменной) в испарителе котла можно управлять расходом топлива ΔG_T как управляющей переменной. Передаточная функция испарителя парового котла получена в работе [3] по

измерениям входных и выходных переменных реального парового котла (парогенератора)

$$G(s) = \frac{\Delta P_{nap}(s)}{\Delta G_T(s)} = \frac{0,96}{695s(1+15s)}. \qquad (1)$$

Расходы топлива ΔG_T,%, берутся в относительных значениях, а ошибки поддержания давления ΔP_{nap},бар пара выражены соответственно в барах (отметим, что 1мегабар $\approx$ 1кг/см^2).

При использовании цифровых регуляторов применяют аналого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи. ЦАП обычно является фиксатором нулевого порядка с передаточной функцией $H(s) = (1-e^{-hs})/s$, h - шаг квантования.

В качестве исполнительных устройств обычно используются устройства типа "электродвигатель + регулируемый вентиль". Поскольку постоянная времени электродвигателя намного меньше постоянной времени в передаточной функции (1), то исполнительное устройство можно представить интегрирующим звеном с передаточной функцией $G_1(s) = 1/s$. Тогда, передаточная функция объекта управления "исполнительное устройство + испаритель" определяется в виде

$$G(s) = \frac{\alpha}{s^2(s+a)}, \qquad (2)$$

где $\alpha = 9,2\cdot10^{-5}\times100$; $a = 1/15c^{-1}$ (чтобы сигналы управления на выходе цифрового регулятора при малых шагах квантования не достигали больших величин, усиливают сигналы с выхода датчика давления).

Синтез оптимальных по быстродействию и нечетких цифровых регуляторов для системы управления давлением пара ΔP_{nap} в испарителе парового котла (см.рис.1) подробно рассмотрен в работе [1].

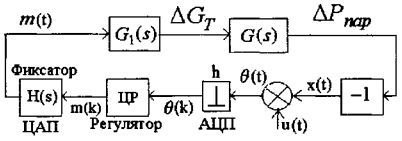
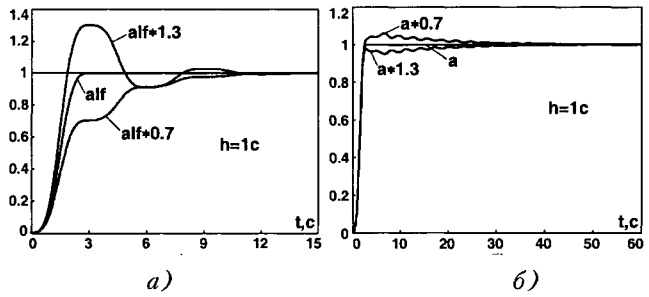


Рисунок 1

Основная задача регулятора в замкнутой системе автоматического управления - обеспечить качество системы. Качество системы достаточно широкое понятие. Оно включает параметры переходного процесса - реакции системы на ступенчатое воздействие (время регулирования, время установления, перерегулирование, число колебаний). Время регулирования определяет быстродействие системы. Качество оценивается величиной текущей ошибки рассогласования при заданном входном и/или возмущающем воздействиях. Качество оценивается также робастностью системы, которая характеризует поведение системы при изменении параметров объекта управления и которая может быть определена методом математического моделирования путем изменения параметров модели объекта управления. Наконец, качество можно оценивать одной из интегральных оценок. Таким образом, можно рассматривать различные оценки качества, но, как правило, параметры реакции системы на ступенчатое воздействие (время регулирования, время установления, перерегулирование, число колебаний), максимальная величина текущей ошибки рассогласования и робастность системы, определяющая как изменяются указанные параметры при изменении параметров объекта управления, достаточно полно характеризуют качество системы, обеспечиваемое регулятором. В свою очередь по тому, какое качество системы способен обеспечить тот или другой регулятор, можно произвести сравнительную оценку регуляторов и выбрать наилучший для данного объекта управления.

Рассмотрим переходные процессы в системе автоматического управления (см. рис.1) с объектом управления "исполнительное устройство + испаритель" и оптимальным по быстродействию цифровым регулятором. Допустим, что цифровой регулятор рассчитан для первоначально заданных параметров передаточной функции (2) объекта управления: $\alpha = 9,2\cdot10^{-5}\times100$; $a = 1/15c^{-1}$. Шаг квантования в регуляторе $h = 1c$. При параметрах цифрового регулятора, рассчитанных для заданных параметров объекта управления, как изменение параметра α, так и изменение сопрягающей частоты a в передаточной функции объекта управления приводит к значительной деформации и увеличению длительности переходного процесса (см. рис.2,а,б). Время регулирования t_p определяемое до момента, когда отклонение выходного сигнала от установившегося значения не будет превышать 5%) увеличивается примерно с 2,5с до 7,5с (в три раза).



а) *б)*

Рисунок 2

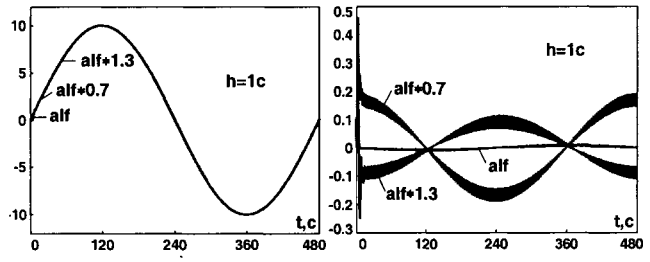
На рис.3 и 4 показаны процессы в системе при поступлении на вход системы эквивалентного синусоидального воздействия

$$u_э(t) = 10\sin(\pi t/240),$$

где $U_э = 10$; $\omega_э = \pi/240 = 0,013$ рад/с. На рисунках: а) входное воздействие и реакции системы, б) ошибки рассогласования. Расчет цифрового регулятора произведен для первоначально заданных параметров

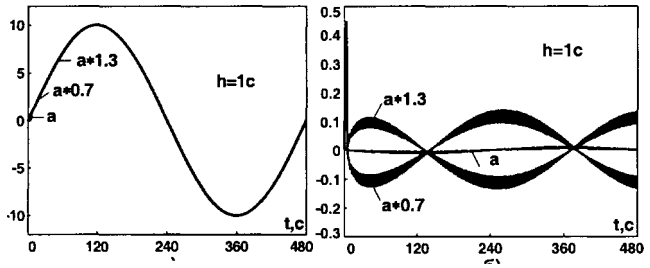
ISSN 1607-3274 "Радіоелектроніка. Інформатика. Управління" № 1, 2004

передаточной функции (2) объекта управления: $\alpha = 9{,}2\cdot10^{-5}\times100$; $a = 1/15c^{-1}$. При рассчитанных для заданных параметров объекта управления параметрах цифрового оптимального по быстродействию регулятора как изменение параметра α, так и изменение сопрягающей частоты a в передаточной функции объекта приводит к увеличению текущей ошибки рассогласования в системе. При $1,3\times\alpha$ максимальная текущая ошибка составляет примерно 1,1% от амплитуды синусоиды, а при $0,7\times\alpha$ она равна 1,9%. При $1,3\times\alpha$ и при $0,7\times\alpha$ максимальная текущая ошибка составляет примерно 1,4% от амплитуды синусоиды. При точном задании параметров передаточной функции (2) максимальная текущая ошибка составляет 0,011% от амплитуды синусоиды. Таким образом, при отклонениях параметров передаточной функции объекта управления на $\pm$ 30% от расчетных максимальная текущая ошибка значительно увеличивается, но не превышает 2% от амплитуды синусоиды.



а) *б)*

Рисунок 3



а) *б)*

Рисунок 4

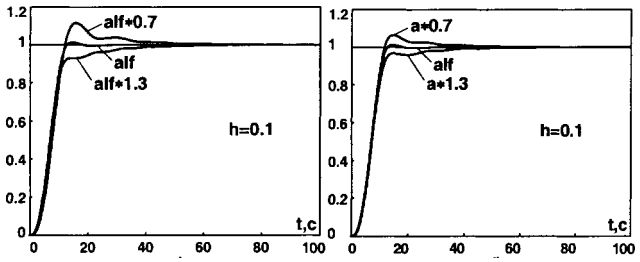
Рассмотрим переходные процессы в системе автоматического управления (см. рис.1) с объектом управления "исполнительное устройство + испаритель" и ифровым нечетким регулятором при условии неточного задания параметров передаточной функции (2). Эти процессы приведены на рис.5.

Синтез нечеткого регулятора выполнен по формулам (3.1)-(3.13) для треугольных функций принадлежности с шагом квантования (шагом поступления данных в нечеткий регулятор) $h = 0,1$ с. Настройка нечеткого регулятора проведена при первоначально заданных параметрах передаточной функции (2) объекта управления: $\alpha = 9{,}2\cdot10^{-5}\times100$; $a = 1/15c^{-1}$. Диапазоны изменения входных и выходной переменных $[\theta_{min},\theta_{max}]$, $[\dot{\theta}_{min},\dot{\theta}_{max}]$, $[\ddot{\theta}_{min},\ddot{\theta}_{max}]$, $[m_{min},m_{max}]$ после настройки нечеткого регулятора в системе с испарителем следующие

[-0.94 0.94], [-0.064 0.064], [-0.032 0.032],

[-10.25 10.25].

При настроенном на заданные параметры объекта управления нечетком регуляторе как изменение параметра α, так и изменение сопрягающей частоты a в передаточной функции объекта управления приводит к деформации и увеличению длительности переходного процесса (см. рис.5,а,б). Время регулирования t_p (определяемое до момента, когда отклонение выходного сигнала от установившегося значения не будет превышать 5%) увеличивается примерно с 12с до 21с.

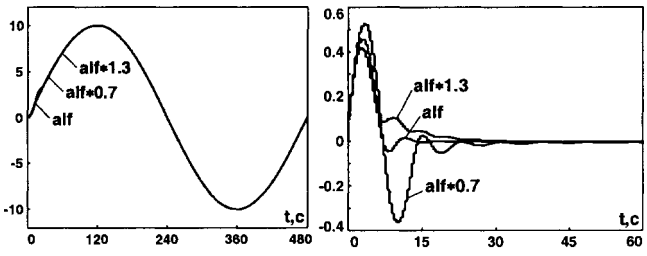


а) *б)*

Рисунок 5

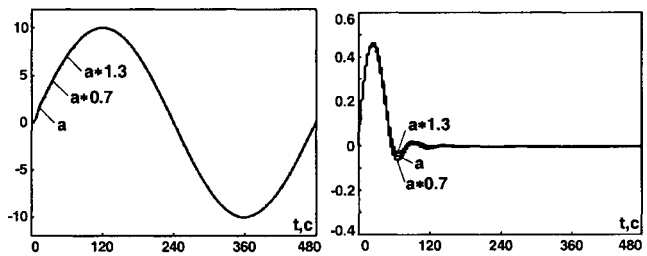
На рис.6 и 7 показаны процессы в системе с нечетким регулятором при поступлении на вход системы эквивалентного синусоидального воздействия

$$u_э(t) = 10\sin(\pi t/240).$$



а) *б)*

Рисунок 6



а) *б)*

Рисунок 7

На рисунках: а) входное воздействие и реакции системы, б) ошибки рассогласования. Настройка нечеткого регулятора проведена при первоначально заданных параметрах передаточной функции (2) объекта управления: $\alpha = 9{,}2\cdot10^{-5}\times100$; $a = 1/15c^{-1}$. Цель настройки - получение минимального значения максимальной текущей ошибки рассогласования при минимальном начальном выбросе выходной реакции. Диапазоны изменения входных и выходной переменных $[\theta_{min},\theta_{max}]$, $[\dot{\theta}_{min},\dot{\theta}_{max}]$, $[\ddot{\theta}_{min},\ddot{\theta}_{max}]$, $[m_{min},m_{max}]$ после настройки нечеткого регулятора в системе следующие

[-0.568 0.568], [-0.05 0.05], [-037 0.037],
[-8.059 8.059].

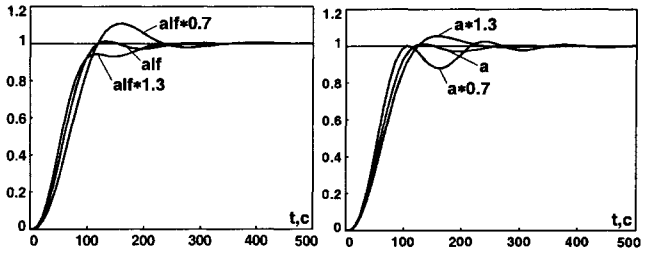
При настроенном на заданные параметры объекта управления регуляторе как изменение параметра α, так и изменение сопрягающей частоты a в передаточной функции объекта управления приводит к некоторому изменению величины максимальной текущей ошибки в системе. При $1{,}3\times\alpha$ максимальная текущая ошибка составляет примерно 0,036% от амплитуды синусоиды, а при $0{,}7\times\alpha$ она равна 0,065%. При $1{,}3\times\alpha$ максимальная текущая ошибка составляет 0,061% от амплитуды синусоиды, а при $0{,}7\times\alpha$ она равна 0,034%. При точном задании параметров передаточной функции (2) максимальная текущая ошибка составляет 0,05% от амплитуды синусоиды. Незначительное уменьшении текущей ошибки при отклонении параметров передаточной функции объекта управления от расчетных связано с увеличением начального выброса. При отклонениях параметров передаточной функции объекта управления на ± 30% от расчетных максимальная текущая ошибка не превышает 0,07% от амплитуды синусоиды.

Таким образом, максимальная текущая ошибка в системе автоматического управления с объектом управления "исполнительное устройство + испаритель" и цифровым нечетким регулятором при условии неточного задания параметров передаточной функции объекта в 28,6 раза меньше, чем в системе с цифровым оптимальным по быстродействию регулятором. Но время регулирования в системе с нечетким регулятором примерно в 2,8 раза больше, чем в системе с оптимальным по быстродействию регулятором.

Исследование системы автоматического управления с объектом управления "исполнительное устройство + испаритель" и цифровым ПИД-регулятором дает следующие результаты. Переходный процесс с наименьшими временем регулирования и перерегулированием получается при параметрах передаточной функции объекта управления (2) $\alpha = 9{,}2\cdot10^{-5}\times100$; $a = 1/15c^{-1}$ и следующих параметрах регулятора: $K = 0{,}0045$ $K_i = 0$; $K_d = 0{,}2819$. Передаточная функция регулятора: $W(z) = K + \frac{K_d}{h_0}\frac{z-1}{z}$.

Переходные процессы в системе с указанными параметрами ПД-регулятора при точном и неточном задании параметров передаточной функции объекта управления (2) приведены на рис.8.

При настроенном на заданные параметры объекта управления регуляторе как изменение параметра α, так и изменение сопрягающей частоты α в передаточной функции объекта управления приводит к деформации и увеличению длительности переходного процесса (см. рис.8,а,б). Время регулирования t_p (определяемое до момента, когда отклонение выходного сигнала от установившегося значения не будет превышать 5%) увеличивается примерно со 105с до 196с. Таким образом, время регулирования в системе с ПД-регулятором в 9,3 раза больше, чем в системе с нечетким регулятором, и в 26 раз больше, чем в системе с оптимальным по быстродействию регулятором.

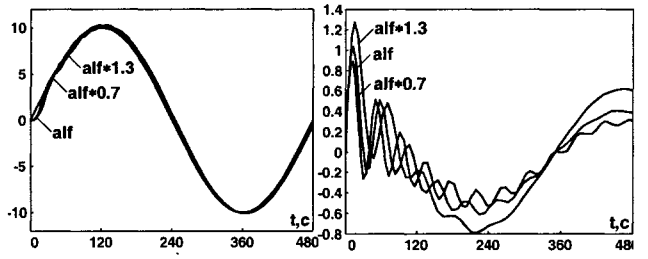


а) *б)*

Рисунок 8

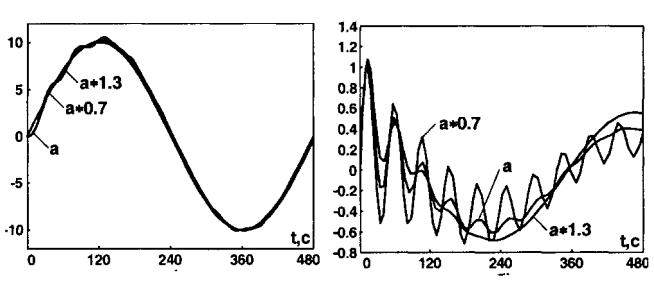
На рис.9 и 10 показаны процессы в системе с ПД-регулятором при поступлении на вход системы эквивалентного синусоидального воздействия

$$u_э(t) = 10\sin(\pi t/240).$$



а) *б)*

Рисунок 9



а) *б)*

Рисунок 10

На рисунках: а) входное воздействие и реакции системы, б) ошибки рассогласования. Настройка ПД-регулятора проведена при первоначально заданных параметрах передаточной функции (2) объекта управления: $\alpha = 9{,}2 \cdot 10^{-5} \times 100$; $a = 1/15c^{-1}$. Цель настройки - получение минимального значения максимальной текущей ошибки рассогласования при минимальном начальном выбросе выходной реакции. Параметры настроенного регулятора

$$K = 0,0013;\ K_i = 0;K_d = 2,0354.$$

При настроенном на заданные параметры объекта управления регуляторе как изменение параметра α, так и изменение сопрягающей частоты a в передаточной функции объекта управления приводит к некоторому изменению величины максимальной текущей ошибки в системе. При $1{,}3 \times \alpha$ максимальная текущая ошибка составляет примерно 4% от амплитуды синусоиды, а при $0{,}7 \times \alpha$ она равна 7,3%. При $1{,}3 \times \alpha$ максимальная текущая ошибка составляет 6,5% от амплитуды синусоиды, а при $0{,}7 \times \alpha$ она равна 5,4%. При точном задании параметров передаточной функции (2) максимальная текущая ошибка составляет 5,1% от амплитуды синусоиды. При отклонениях параметров передаточной функции объекта управления на $\pm 30\%$ от расчетных максимальная текущая ошибка не превышает 8% от амплитуды синусоиды.

Таким образом, максимальная текущая ошибка в системе с ПД-регулятором в 4 раза больше, чем в системе с оптимальным по быстродействию регулятором, и 114 раз больше, чем в системе с нечетким регулятором.

ВЫВОД

Сравнение процессов, приведенных на рис.2-10, показывает весьма значительные преимущества системы с цифровым оптимальным по быстродействию регулятором и системы с нечетким регулятором по сравнению с системой, использующей ПИД-регулятор. Отметим также, что по точности слежения система с нечетким регулятором значительно превосходит систему с оптимальным по быстродействию регулятором.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Гостев В.И. Синтез нечетких регуляторов систем автоматического управления (2-е издание). - К.: Издательство "Радіоаматор", 2003.-512 с.
2. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления / Пер. с англ. - М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002.- 832 с.
3. Изерман Р. Цифровые системы управления: Пер. с англ.- М., Мир, 1984. - 541с.

Надійшла 9.02.04

Викладена оцінка робастності системи регулювання тиском пара у випарнику парового казана. Подано результати математичного моделювання системи з цифровими оптимальним по швидкодії регулятором, ПІД-регулятором та нечітким (працюючим на базі нечіткої логиці) регулятором.

The estimate of robustness of a regulating system by pressure a pair in evaporator of the steam boiler is explained. The outcomes of mathematical simulation of the system with digital optimum on speed regulator, PID-regulator and fuzzy (working on the basis of fuzzy logic) regulator are represented.

УДК 62 - 82: 621.313.333

Е.Е. Потапенко

ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Синтезированы алгоритмы оценки вектора состояния и сопротивлений статора и ротора асинхронного двигателя с уменьшенным объемом вычислений по сравнению с известными алгоритмами того же назначения.

ВВЕДЕНИЕ

Для качественного векторного управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором (АД) необходимо знание его параметров, в особенности, переменных вследствие изменения температуры АД сопротивлений ротора (R_r) и статора (R_s) и вектор состояния (информационное обеспечение). Задача значительно усложняется, когда скорость ротора АД (ω) не измеряется, а измеряются лишь клеммные токи и напряжения. Тем не менее, для этого случая предложено несколько методов [1-9]. В работах [1,7,9] оцениваются ω и R_r. В публикациях [2,5,6,9] оцениваются ω и R_s. В работах [3,4,8,9] оцениваются ω, R_s и R_r. Во всех упомянутых алгоритмах, наряду с перечисленными параметрами, оцениваются необходимые для управления векторы потокосцепления ротора и (или) статора. Рассмотренные в работах [1-9] алгоритмы, в особенности те, которые оценивают ω, R_s и R_r, сложны и вследствие этого требуют большого объема вычислений. Известно [18], что объем вычислений пропорционален кубу порядка решаемой системы уравнений. Существенного уменьшения объема вычислений можно достигнуть путем расщепления исходной системы уравнений на несколько неза-

висимых подсистем или подсистем с односторонними связями.

Целью данной статьи является разработка более простых с вычислительной точки зрения алгоритмов идентификации ω, R_s и R_r и вектора потокосцепления ротора по измерениям только клеммных напряжений и токов АД.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Уравнения работы АД в статорном базисе (α, β) имеют следующий вид:

$$u = R_s i + \sigma L_s \dot{i} + L_{mr}\dot{\psi}, \qquad (1)$$

$$\dot{\psi} = (n\omega J - \frac{E}{T_r})\psi + \frac{L_m}{T_r} i, \qquad (2)$$

где u, i, ψ - векторы напряжения, тока статора и потокосцепления ротора; R_s, R_r, L_s, L_r - сопротивления и индуктивности статора и ротора, L_m - взаимная индуктивность статора и ротора; n - количество пар полюсов; ω - угловая скорость ротора, σ - общий коэффициент рассеивания,

$$x = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^{\,2}}{L_s L_r}, \; L_{mr} = L_m L_r^{-1}, \; T_r = L_r R_r^{-1}. \qquad (3)$$

В (3) x - какой-либо вектор, заданный своими проекциями на оси базиса (α, β).

В работах [10-12] синтезированы адаптивные фильтры, выделяющие без искажений главные гармоники выходных напряжений и токов преобразователя частоты (ПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), причем, степень фильтрации такова, что выходные сигналы фильтров можно дифференцировать. Помимо фильтрации, эти фильтры определяют частоты главных гармоник фильтруемых сигналов. В дальнейшем будет [illegible], что (1) – (2) [illegible] гналы фильтров. Таким образом, задача будет решаться в предположении, что известны векторы u, i и их скорости вращения в базисе (α, β).

В работе [13] показано, что частоты тока (ω_i), напряжения (ω_u) и потокосцепления ротора (ω_0) в статорном базисе удовлетворяют соотношениям

$$\omega_i \approx \omega_0 \approx \omega_u. \qquad (4)$$

В установившихся режимах приближенные равенства (4) становятся точными равенствами.

Известны следующие соотношения [9]

$$\omega = \frac{1}{n}\left(\omega_0 - \frac{L_m i^T J\psi}{T_r|\psi|^2}\right), \qquad (5)$$

$$\frac{1}{T_r} = -\frac{1}{2}\frac{\frac{d}{dt}|\psi|^2}{L_r i_r^{\,T}\psi}. \qquad (6)$$

В (5) ω_0 - скорость вращения вектора потокосцепления ротора в статорном базисе. В (6) $i_r = L_r^{-1}(\psi - L_m i)$ - ток ротора. Поскольку в установившемся режиме $|\psi| = \text{const}$ и $i_r \perp \psi$, то выражение (6) в этом режиме не информативно. Более того, при $i_r^{\,T}\psi = 0$ в вычислительном процессе возникает особенность. Следует заметить, что большинство алгоритмов векторного управления построены на условии $|\psi| = \text{const}$. В работе [14] показывается, что высокочастотная помеха в токах и напряжениях на выходе ПЧ с ШИМ может поспособствовать появлению информативности выражения (6). В работе [15] утверждается, что неточное выполнение условия $|\psi| = \text{const}$, имеющее место на практике, также может способствовать улучшению информативности выражения (6). В работе [15] для улучшения помехозащищенности проекции вектора $\dot{\psi}$ пропускают через идентичные инерционные звенья (фильтры). Однако это делает алгоритм не работоспособным при малых скоростях. Для оценки постоянной времени статора $T_s = L_s R_s^{-1}$ в (15) используется рекурентный самонастраивающийся метод наименьших квадратов, требующий большого объема вычислений.

Целью статьи является разработка по уравнениям (1) - (6) сравнительно простых алгоритмов идентификации ω, R_s, R_r и ψ, лишенных обсужденных выше недостатков.

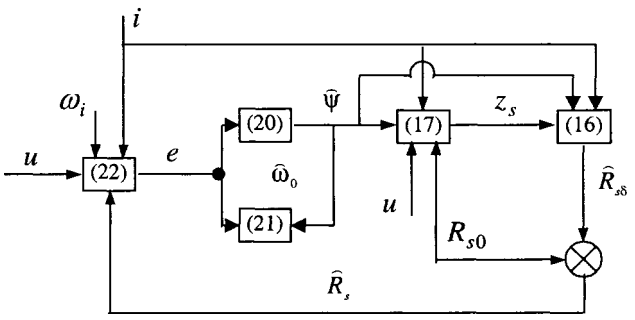


Рисунок 1

2 ОСНОВНОЙ РЕЗУЛЬТАТ

2.1 Оценка R_s и ψ. (Первый способ)

Для оценки R_s воспользуемся выражением активной мощности $P = i^T u$ и выражением (1)

$$i^T u = R_s|i|^2 + \frac{1}{2}\sigma L_s \frac{d}{dt}|i|^2 + L_{mr} i^T \dot{\psi}. \qquad (7)$$

Будем предполагать, что

$$R_s = R_{s0} + R_{s\delta}, \qquad (8)$$

где R_{s0} - номинальное значение R_s, $R_{s\delta}$ - его отклонение от номинального значения. С учетом (8) выражение (7) можно представить в виде

$$y_s = |i|^2 R_{s\delta}, \tag{9}$$

$$y_s := i^T u - R_{s0}|i|^2 - \frac{1}{2}\sigma L_s \frac{d}{dt}|i|^2 - L_{mr} i^T \dot{\psi}. \tag{10}$$

Поскольку $R_{s\delta}$ меняется медленно, то можно полагать

$$\dot{R}_{s\delta} = 0. \tag{11}$$

Для оценки $R_{s\delta}$ по выражениям (11), (9) построим наблюдатель [16]

$$\dot{\hat{R}}_{s\delta} = l_s(|i|^2 \hat{R}_{s\delta} - y_s), \tag{12}$$

где $\hat{R}_{s\delta}$ - оценка $R_{s\delta}$, l_s - коэффициент передачи наблюдателя. Подстановка (9) в (12) и последующее вычитание из полученного уравнения (11) дает уравнение ошибки наблюдателя $\tilde{R}_{s\delta} = \hat{R}_{s\delta} - R_{s\delta}$, а именно,

$$\dot{\tilde{R}}_{s\delta} = l_s |i|^2 \tilde{R}_{s\delta}. \tag{13}$$

Умножив левую и правую части (13) на $\tilde{R}_{s\delta}$, с помощью теоремы Ляпунова легко доказать, что при $i \neq 0$, $l_s<0$ нулевое решение уравнения (13) асимптотически устойчиво. На практике соотношение $i \neq 0$, выполняется всегда. Скорость убывания ошибки $\tilde{R}_{s\delta}$ можно задавать значением l_s.

Подставив

$$i^T \dot{\psi} - (i^T \psi)^{\cdot} - \dot{i}^T \psi$$

в (10), избавимся от операции дифференцирования ψ, после чего подставим (10) в (12). Получим

$$\dot{\hat{R}}_{s\delta} = l_s \left\{ |i|^2 \hat{R}_{s\delta} - i^T u + R_{s0}|i|^2 + \right.$$
$$\left. + \frac{1}{2}\sigma L_s \frac{d}{dt}|i|^2 + L_{mr}\left[(i^T \dot{\psi}) - \dot{i}^T \psi\right] \right\}. \tag{14}$$

Уменьшим количество операций дифференцирования при нахождении $R_{s\delta}$ с помощью обозначения

$$z_s = \hat{R}_{s\delta} - l_s\left(\frac{1}{2}\sigma L_s |i|^2 + L_{mr} i^T \psi\right), \tag{15}$$

откуда

$$\hat{R}_{s\delta} = z_s + l_s\left(\frac{1}{2}\sigma L_s |i|^2 + L_{mr} i^T \hat{\psi}\right). \tag{16}$$

Подстановка $\hat{R}_{s\delta}$ из (16) в (14) дает

$$\dot{z}_s = l_s \left\{ |i|^2 \left[z_s + l_s\left(\frac{1}{2}\sigma L_s |i|^2 + L_{mr} i^T \hat{\psi}\right)\right] - \right.$$
$$\left. - i^T u + R_{s0}|i|^2 - L_{mr} i^T \hat{\psi} \right\}. \tag{17}$$

В (16), (17) истинное неизвестное потокосцепление ψ заменено на его оценку $\hat{\psi}$. В отношении дифференцирования тока можно сказать следующее: во-первых, сигналы с выхода фильтра токов можно дифференцировать; во - вторых, в работе [13] показано, что можно полагать

$$\dot{i} = \omega_i J i,$$

где частота тока ω_i оценивается в вышеуказанном фильтре тока.

Перепишем уравнение (1) в виде

$$\dot{\hat{\psi}} = L_{rm}(u - \hat{R}_s i - \sigma L_s \dot{i}), \tag{18}$$

где $L_{rm} = L_r L_m^{-1}$, а R_s заменено на его оценку

$$\dot{\hat{R}}_s = R_{s0} + \dot{\hat{R}}_{s\delta}. \tag{19}$$

К сожалению, решение уравнения (18) имеет ошибки, связанные с "чистым" интегрированием, а именно:
1) постоянную ошибку, равную начальному условию ψ_0,
2) линейно возрастающие ошибки, обусловленные постоянными ошибками измерения переменных u, i. Для устранения этих ошибок в работе [17] синтезирован адаптивный фильтр, имеющий вид

$$\hat{\psi} = L_{rm}\left(\frac{T_{0b}}{T_{0b}p + 1} e - (T_{0b}\dot{\omega}_0)^{-1} J e\right), \tag{20}$$

$$\hat{\omega}_0 = -\frac{\hat{\psi}^T J e}{|\hat{\psi}|^2}. \tag{21}$$

В (20), (21) T_{0b} - постоянная времени наблюдателя; p - оператор дифференцирования; $\hat{\psi}$, $\hat{\omega}_0$ - оценки переменных ψ и ω_0; e - вектор ЭДС АД.

$$e = u - \hat{R}_s i - \sigma L_s p i \approx u - \hat{R}_s i - \omega_i J i \sigma L_s. \tag{22}$$

Система уравнений (16), (17), (19)-(22) позволяет оценить следующие переменные параметры АД: ψ_α, ψ_β (проекции вектора ψ), ω_0, R_s. В алгоритме есть единственная ситуация, которая приводит к сингулярности. Это в (20), когда $\hat{\omega}_0 = 0$.

Разработанный алгоритм имеет структурную схему, представленную на рис.1.

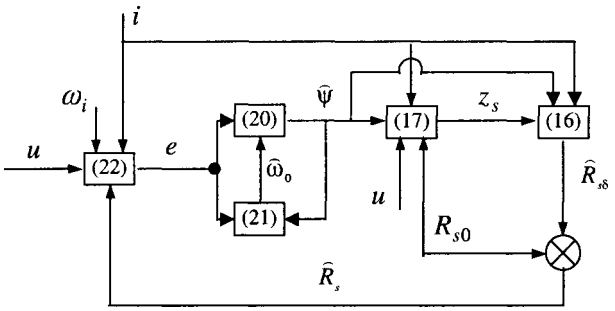


Рисунок 1

2.2 Оценка R_s и ψ. (Второй способ)

Имеет место уравнение

$$\dot{\psi} = L_{mr}(u - R_s i - \sigma L_s \dot{i}). \tag{23}$$

Примем обозначение

$$L_{rm}\psi_s = \psi + \sigma L_s L_{rm} i, \tag{24}$$

где ψ_s - потокосцепление статора, с учетом которого уравнение (23) примет вид

$$\dot{\psi}_s = u - R_s i. \tag{25}$$

Умножим уравнение (25) слева на ψ_s^T. Тогда получим

$$\frac{1}{2}\frac{d}{dt}|\psi_s|^2 = \psi_s{}^T(u - R_s i). \tag{26}$$

Из уравнения (26)

$$R_s = \left(\psi_s^T u - \frac{1}{2}\frac{d}{dt}|\psi_s|^2\right)\cdot\left(\psi_s{}^T i\right)^{-1}. \tag{27}$$

У выражения (27) два недостатка: 1) наличие дифференцирования переменной $|\psi_s|^2$, 2) возникновение сингулярности при $\psi_s^T i$=0. Устраним эти недостатки следующим образом.

Будем полагать, как и ранее в (8),

$$R_s = R_{s0} + R_{s\delta}. \tag{28}$$

С учетом этого, уравнению (26) можно придать вид

$$y_s = \psi_s{}^T i R_{s\delta}, \tag{29}$$

где

$$y_s = \psi_s{}^T(u - R_{s0} i) - \frac{1}{2}\frac{d}{dt}|\psi_s|^2. \tag{30}$$

Поскольку R_s меняется медленно, то будем полагать

$$\dot{R}_{s\delta} = 0. \tag{31}$$

Для оценки $R_{s\delta}$ по выражениям (31), (29) построим наблюдатель [16] в виде

$$\dot{\hat{R}}_{s\delta} = l_s(\psi_s{}^T i\hat{R}_{s\delta} - y_s). \tag{3^}$$

Подстановка y_S из (29) в (32) и вычитание из полученного уравнения (31) дает уравнение ошибки оценивания в виде

$$\dot{\tilde{R}}_{s\delta} = l_s\psi_s{}^T i\tilde{R}_{s\delta}, \tag{33}$$

$$\tilde{R}_{s\delta} = R_{s\delta} - R_{s\delta}. \tag{34}$$

¯усть

$$l_s = \bar{l}_s sign\psi_s{}^T i. \tag{35}$$

Подстановка l_s из (35) в (33) с последующим умножением полученного на $\tilde{R}_{s\delta}$ дает уравнение

$$\frac{1}{2}\frac{d}{dt}\tilde{R}_{s\delta}{}^2 = \bar{l}_s\left|\psi_s{}^T i\right|\tilde{R}_{s\delta}{}^2. \tag{36}$$

На основании (36) можно сделать заключение, что при $\psi_s{}^T i \neq 0$ и $\bar{l}_s < 0$ ошибка будет уменьшаться. В соответствии с (33), (35) скорость уменьшения ошибки пропорциональна $\left|\bar{l}_s\right|$.

Для устранения необходимости дифференцирования в (30) поступим следующим образом. Подставим (30) в (32). Получим

$$\dot{\hat{R}}_{s\delta} = l_s\left[\psi_s{}^T i\hat{R}_{s\delta} + \frac{1}{2}\frac{d}{dt}|\psi_s|^2 - \psi_s{}^T(u - R_{s0} i)\right]. \tag{37}$$

Введем обозначение

$$z_s = \hat{R}_{s\delta} - \frac{l_s}{2}|\psi_s|^2, \tag{38}$$

откуда

$$\hat{R}_{s\delta} = z_s + \frac{l_s}{2}|\psi_s|^2. \tag{39}$$

Подстановка (39) в (37) дает

$$\dot{z}_s = l_s\left[\hat{\psi}_s{}^T i\left(z_s + \frac{l_s}{2}|\hat{\psi}_s|^2\right) - \hat{\psi}_s{}^T(u - R_{s0} i)\right]. \tag{40}$$

В (40) неизвестное истинное значение ψ_s заменено на его оценку $\hat{\psi}_s$. В соответствии с (39), (35), (24), где ψ и ψ_s заменены на их оценки $\hat{\psi}$ и $\hat{\psi}_s$,

$$\hat{R}_{s\delta} = z_s + \frac{l_s}{2}|\hat{\psi}_s|^2, \quad \hat{R}_s = R_{s0} + \hat{R}_{s\delta}, \tag{41}$$

$$l_s = \bar{l}_s sign\hat{\psi}_s{}^T i, \tag{42}$$

$$\hat{\psi}_s = L_{mr}\hat{\psi} + \sigma L_s i. \tag{43}$$

Система (40) - (42) не содержит дифференцирования и сингулярностей. Эта система с уравнениями (20), (21)

представляет замкнутую систему, в результате интегрирования которой можно получить оценки ψ, R_s, ω_0. Структурная схема идентификатора представлена на рисунке 2.

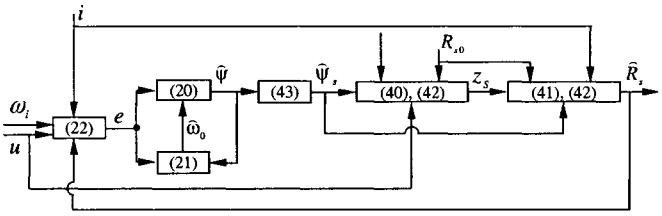


Рисунок 2

2.3 Оценка R_r и ψ

По материалам предыдущего подраздела можно получить оценки переменных ψ и $\frac{d}{dt}|\psi|^2$, что формально позволяет по выражению (6) вычислить T_r, а затем по выражению (5) найти ω. У выражения (6) есть один недостаток - сингулярность, возникающая при $i_r{}^T\psi = 0$. Это может быть при холостом ходе ($i_r = 0$) и в установившемся режиме, когда $i_r \perp \psi$. Поскольку температуры обмоток статора и ротора в некоторой степени коррелированны, то и сопротивления обмоток статора и ротора коррелированны в той же степени. Поэтому приближенную оценку сопротивления ротора можно получить по оценке сопротивления статора.

2.4 Результаты моделирования

Для иллюстрации процесса оценки вектора состояния и сопротивления статора АД было проведено моделирование динамики АД с векторным управлением без датчиков скорости и потокосцепления на ПЭВМ в среде Simulynk/Mathlab. При моделировании рассматривался АД типа А2-81-4 с номинальной скоростью ротора 1460 об/мин, мощностью 32 кВт и номинальным моментом нагрузки 262 Нм. В алгоритмы были введены ограничения тока и напряжения, а также осуществлено моделирование эффекта ШИМ и бросков напряжения питающей сети. Частота импульсов ШИМ ПЧ принималась равной 4 кГц. Алгоритмы управления и оценки представлены в дискретном виде с тактом счета 100 мкс. На рис. 3 представлено изменение скорости в процессе намагничивания (0...0,4 с.), разгон под нагрузкой -262 Нм (0,4...1 с.), сброс нагрузки при t=2c. На рис.4 представлен процесс идентификации сопротивления статора R_S, равного 0,072 Ом, при начальной оценке R_S=0,144 Ом в процессе работы АД, представленной на рис. 3. На рис.5 изображен процесс идентификации R_S в начальный момент намагничивания в увеличенном масштабе. Рис.6 иллюстрирует процесс намагничивания АД, его разгон, включение и выключение нагрузки при t=2c и t=3,5c соответственно. На рис.7 показана идентификация R_S в процессе работы АД в соответствии с рис.6, когда оценка начиналась со значения R_S, равного 0,03 Ом. Напомним, что идентификация осуществляется по информации только напряжения и тока статора. Идентификация с большим быстродействием происходит в режимах намагничивания АД, при нулевой скорости и отсутствии электромагнитного момента, при разгоне АД под нагрузкой и без нее, при вращении ротора и наличии достаточно медленно изменяющейся нагрузки. В режиме холостого хода идентификация осуществляется гораздо медленнее. При скоростях, больших номинальной скорости АД, точность идентификации ухудшается. Это связано с тем, что с увеличением скорости ротора влияние R_S на динамику АД уменьшается. При больших по модулю рывках и при набросах и сбросах нагрузки происходит нарушение идентификации. В этом случае процесс идентификации следует приостанавливать. Рис.6, 7 свидетельствуют о том, что при плавном переходе от участка разгона до установившегося режима (при малом рывке) процесс идентификации не только не ухудшается, а продолжается.

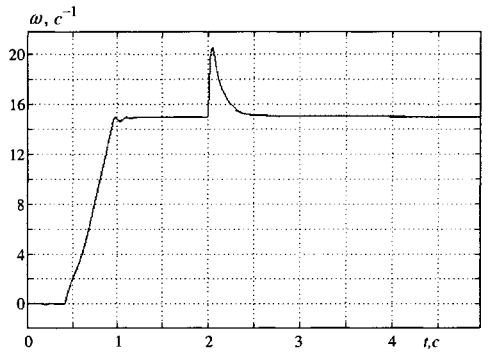


Рисунок 3

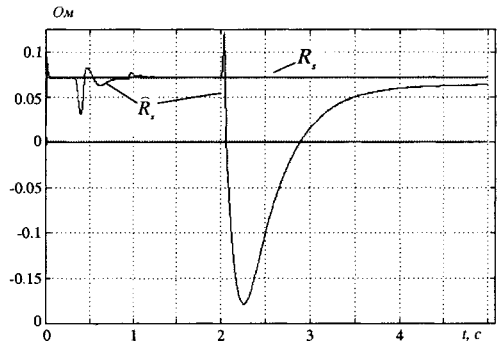


Рисунок 4

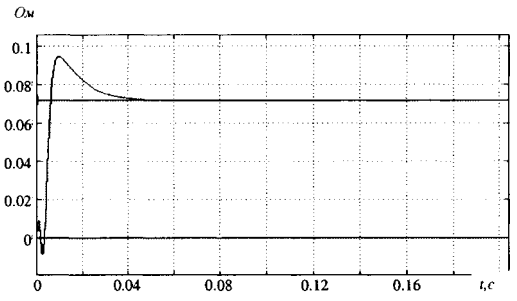


Рисунок 5

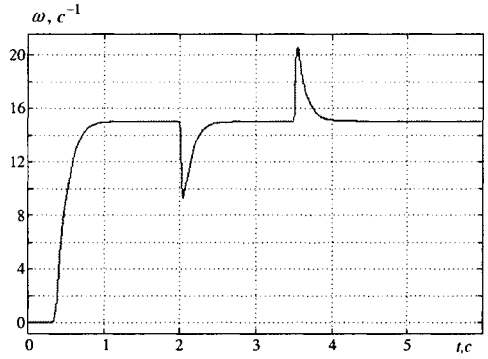


Рисунок 6

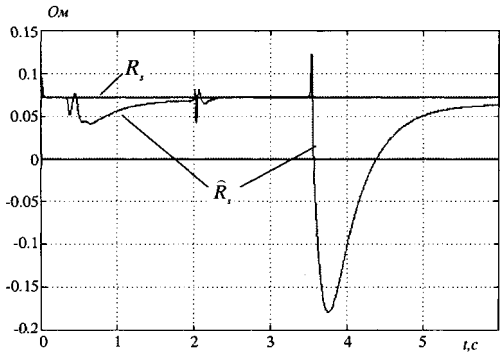


Рисунок 7

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Синтезированы два простых в вычислительном отношении метода идентификации сопротивления статора и вектора потокосцепления ротора, включая скорость их вращения. Достоинством предложенных методов является их работоспособность вне зависимости от режима работы АД (установившийся или переходной процесс, наличие или отсутствие нагрузки, диапазон рабочих скоростей, фиксированный или нет модуль вектора потокосцепления ротора или статора, двигательный или генераторный режим и др.). Используя гипотезу об однозначной зависимости между сопротивлениями ротора и статора, можно по сопротивлению статора оценить сопротивление ротора, а затем и все переменные, характеризующие работу АД.

Известно [18], что объем вычислений при решении систем уравнений пропорционален кубу порядка системы. В работах [4-6] для идентификации ψ, R_S, R_r, ω решалась система седьмого порядка с коэффициентом объема вычислений 343. В нашем случае для решения той же задачи коэффициент объема вычислений равен $3^3+1^3+1^3=29$. Таким образом, достигнуто снижение объема вычислений в 11,8 раза.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. C. Attaianese-G. Tomasso, A. Damiano-I. Marongiu, A. Perfetto. A Novel Approach to Speed and Parameters Estimation in Induction Motor Drives//IEEE Trans. Energy Conversion.-1999.-Vol.14, № 4.-Pp.939-945.
2. Giuseppe Guidi and Hidetoshi Umida. A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed-Sensorless Induction Motor Drives//IEEE Trans. Industry Applications.-2000.-Vol.36, № 6.-Pp.1619-1627.
3. Hirokazu Tajima, Giuseppe Guidi and Hidetoshi Umida. Consideration about Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives//IEEE Trans. Industry Applications.-2002.-Vol.38, № 5.-Pp.1282.-1289.
4. H. Kubota and K. Matsuse. Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation//IEEE Trans. Industry Applications.-1994.-Vol.30, № 5.-Pp.1219-1224.
5. Mineo Tsuji, Shuo Chen, Katsuhiro Isumi and Eiji Yamada. A Sensorless Vector Control System for Induction Motor Using q-Axis Flux with Stator Resistance Identification// IEEE Trans. On Industrial Electronics.-2001.-Vol.48, № 1.-Pp.185-193.
6. J. Holtz and Juntao Quan. Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification//IEEE Trans. Industry Applications.-2002.-Vol.38, № 4.-Pp.1087-1095.
7. K. Akatsu and A. Kawamura. Senserless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimations with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor without Signal Injection// IEEE Trans. Industry Applications.-2000.-Vol.36, № 3.-Pp.764-771.
8. In-Joong Ha and Sang-Hoon Lee. An Online Identification Method for both Stator and Rotor Resistances of Induction Motor without Rotational Transducers//IEEE Trans. On Industrial Electronics.-2000.-Vol.47, № 4.-Pp.842-852.
9. P. Vas. Sensorless Vector and Direct Torque Control.-Oxford, New York, Tokyo: Oxford University Press, 1998.-729 c.
10. Потапенко Е.Е. Определение скорости плоского вращения вектора, заданного его проекциями /Радіоелектроніка. Інформатика. Управління.-2002.-№ 1.-С.143-146.
11. Потапенко Е.Е. Синтез и анализ аналого-цифровых адаптивных наблюдателей многофазных неопределенных сигналов// Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. - 2003. - № 1. - С.139-142
12. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Фильтрация многофазных нестационарных неопределенных гармонических сигналов//Электротехника (Россия).-2003.-№ 3.-С.55-57.
13. Потапенко Е.Е., Потапенко Е.М. Синтез быстродействующих алгоритмов оценки вектора состояния асинхронного двигателя // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Проблеми сучасної електродинаміки.-2002.-Част.4.-С.33-36.
14. T. Kanmachi and I. Takahashi. Senserless Control of an Induction Motor with no Influence of Secondary Resistance Variation// In Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.-1993.-Pp.408-413.
15. Kah Akatsu and Atsuo Kawamura. Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimations of Induction Motor without Signal Injection//IEEE Trans. Industry Applications. - 2000. - Vol. 36, № 3.-Pp.764-771.
16. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. - М.: Машиностроение, 1976.-184с.
17. Потапенко Е.М. Потапенко Е.Е. Оценка векторов потокосцеплений и их скоростей в двигателях переменного тока // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск "Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика". - Харків: НТУ "ХПІ",2003.-№ 10, т.1.-С.105-107.
18. Шмидт Дж. Линейные и нелинейные методы фильтрации // Фильтрация и стохастическое управление в динамических системах / Под ред. К. Т. Леондеса. - М.: Мир, 1980.- С. 49-73.

Надійшла 16.02.04
Після доробки 15.03.04

Синтезовано алгоритми оцінки вектора стану і опорів статора і ротора асинхронного двигуна зі зменшеним обсягом обчислень відносно до відомих алгоритмів того ж призначення.

Space state vector and stator and rotor resistances of induction motor estimation algorithms are synthesized. The algorithms have lesser calculation volume then one of the known algorithms of the right purpose.

АВТОРЫ НОМЕРА

Галина Сетлак
кандидат технических наук, доцент кафедры информатики политехники в Жешове, Польша

Зидат Хабис
аспирант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Ахметшин Александр Мубаркович
доктор физико-математических наук, профессор Днепропетровского национального университета

Белая Наталья Ивановна
кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Бескоровайный Владимир Валентинович
кандидат технических наук, профессор Харьковского национального университета радиоэлектроники

Бовкун Евгений Михайлович
адъюнкт Ростовского военного института Ракетных войск

Богуслаев Александр Вячеславович
кандидат технических наук, ведущий инженер ОАО "Мотор-Сич"

Бодянский Евгений Владимирович
доктор технических наук, профессор Харьковского национального университета радиоэлектроники

Бондарев Борис Николаевич
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Буйвол Олег Васильевич
аспирант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Вершина Александр Иванович
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Винокурова Елена Анатольевна
аспирант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Горецкий Антон Сергеевич
инженер-программист Запорожского алюминиевого комбината

Гостев Владимир Иванович
доктор технических наук, заведующий кафедрой Военного института телекоммуникации и информатизации НТУУ "КПИ", г.Киев

Гулин Сергей Петрович
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Дубинин Роман Романович
программист "Приватбанка", г.Запорожье

Дубровин Валерий Иванович
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Дубровина Анна Валериевна
аспирант Киевского национального экономического университета

Ермоленко Александр Анатольевич
студент Запорожского национального технического университета

Ермоленко Марк Леонидович
аспирант Института прикладной математики и механики НАН Украины, г. Донецк

Иванченко Владимир Анатольевич
адъюнкт Военного института телекоммуникации и информатизации НТУУ "КПИ", г.Киев

Залевский Алексей Трофимович
аспирант Запорожского национального технического университета

Карпуков Леонид Матвеевич
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Касьян Николай Николаевич
кандидат технических наук, декан Запорожского национального технического университета

Кирсанова Елена Валентиновна
магистр медицины, ассистент Запорожского медицинского университета

Киященко Анна Владимировна
аспирантка кафедры Харьковского национального университета радиоэлектроники

Колодяжный Виталий Владимирович
кандидат технических наук, старший научный сотрудник Харьковского национального университета радиоэлектроники

Козина Галина Леонидовна
кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Крайнев Виктор Владимирович
кандидат технических наук, докторант Военного института телекоммуникации и информатизации НТУУ "КПИ", г.Киев

Кучеренко Валерий Евгеньевич
аспирант кафедры Харьковского национального университета радиоэлектроники

Лесовик Уляна Игоревна
аспирант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Лизгин Валерий Анатольевич
старший преподаватель Черкесского филиала Ростовского экономического университета "РИНХ""

Липчанский Александр Иванович
кандидат технических наук, докторант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Литвинова Евгения Ивановна
кандидат технических наук, доцент Харьковского национального университета радиоэлектроники

Мисюра Андрей Алексеевич
аспирант Запорожского национального технического университета

Набока Ирина Анатольевна
инженер-программист Запорожского национального технического университета

Невлюдов Игорь Шакирович
доктор технических наук, заведующий кафедрой Харьковского национального университета радиоэлектроники

Нечипоренко Нина Александровна
кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Онуфриенко Владимир Михайлович
кандидат физико-математических наук, декан Запорожского национального технического университета

Орловский Игорь Анатольевич
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Парфентий Александр Николаевич
аспирант Харьковского национального университета радиоэлектроники

Пиза Дмитрий Макарович
доктор технических наук, проректор Запорожского национального технического университета

Плисс Ирина Павловна
кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник Харьковского национального университета радиоэлектроники

Побеженко Ирина Александровна
аспирантка Харьковского национального университета радиоэлектроники

Поздняков Андрей Анатолиевич
аспирант Запорожского национального технического университета

Потапенко Евгений Евгениевич
аспирант Запорожского национального технического университета

Прокофьев Вадим Павлович
доктор технических наук, профессор, президент Международной общественной организации "Ассоциация ученых, специалистов и деятелей науки "Наука", г. Киев

Пугина Татьяна Витальевна
студентка Запорожского национального технического университета

Романенко Сергей Николаевич
кандидат физико-математических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Руденко Олег Григорьевич
доктор технических наук, профессор Харьковского национального университета радиоэлектроники

Скобцов Юрий Александрович
доктор технических наук, профессор Донецкого национального технического университета

Сердюк Сергей Никитович
кандидат технических наук, доцент Запорожского национального технического университета

Соколов Александр Юрьевич
доктор технических наук, профессор национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского "ХАИ"

Солдатов Борис Трофимович
доцент Запорожского национального технического университета

Степаненко Александр Алексеевич
ассистент Запорожского национального технического университета

Субботин Сергей Александрович
преподаватель Запорожского национального технического университета

Табунщик Галина Владимировна
ассистент Запорожского национального технического университета

Тимофеев Владимир Александрович
кандидат технических наук, доцент Харьковского национального университета радиоэлектроники

Усик Виктория Валерьевна
ассистент Харьковского национального университета радиоэлектроники

Филатов Валентин Александрович
кандидат технических наук, доцент Харьковского национального университета радиоэлектроники

Хаханова Ирина Витальевна
кандидат технических наук, доцент Харьковского национального университета радиоэлектроники

Червенко Сергей Алексеевич
аспирант национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского "ХАИ"

Шекета Василий Иванович
кандидат технических наук, доцент Ивано-Франковского национального технического университета нефти и газа

Щербань Игорь Васильевич
кандидат технических наук, доцент Ростовского военного института Ракетных войск

Щербань Оксана Георгиевна
преподаватель Ростовского военного института Ракетных войск

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 ВИНИТИ (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 - A4(210x297);
- ориентация - книжная;
- шрифт - Times New Roman Cyr, 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:

$$Z(\Theta_{\sim}) = 101\log\left(\frac{\chi^{-2}}{s^2}\right) \qquad (3)$$

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 "РІУ"
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 1.07.2004. Формат 60x84 /8, 22 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 1203
69063 м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64