

УДК 620.179.14

В.В. Герасимов, О.Л. Герасимова

АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИГНАЛА ПЕРЕКОСА КАТУШКИ С ТОКОМ НАД ПОВЕРХНОСТЬЮ МАТЕРИАЛА

Аннотация. Проанализированы зависимости модуля и фазы внесенного в катушку сопротивления от угла отклонения её оси от нормали к поверхности материала. Исследована чувствительность фазы сопротивления к углу отклонения оси катушки относительно нормали к пластинкам из меди и композитного материала. Изменение модуля внесенного в катушку сопротивления при перекосе оси последней относительно нормали к поверхности материала аппроксимировано полиномом 2-й степени.

Ключевые слова: внесенное сопротивление, модуль, фаза, активная и реактивная компоненты, композитный материал.

Введение. При сканировании накладными датчиками изделий из композитных материалов вносимое в вихретоковый датчик сопротивление имеет комплексный характер и состоит из активной и реактивной компоненты. В предыдущих наших публикациях [1, 2] материалы исследований были изложены в терминах действительной и мнимой составляющей, что имеет понятный физический смысл. Но в научных публикациях по проблемам физики и математики комплексные величины представляют также в форме амплитуда-фаза. Особенно такая форма представления распространена в области высоких и сверхвысоких частот. Да и в неразрушающем контроле для подавления мешающих факторов используют всевозможные фазовые методы, например [3]. Поэтому представляет интерес зависимость модуля (амплитуды) и фазы внесенного в катушку сопротивления [1] от угла отклонения оси катушки от нормали к поверхности исследуемого материала.

Постановка задачи. Цель работы — представление сигнала отклонения катушки с током от нормали к поверхности исследуемого материала в терминах модуль-фаза вносимого сопротивления и исследование зависимости этих характеристик от угла отклонения катушки от нормали к поверхности.

© Герасимов В.В., Герасимова О.Л., 2009

Обоснование полученных результатов. Данные для исследований были те же, что и в [1]. Зависимости модуля и фазы внесенного в катушку сопротивления, нормированного на исходное реактивное сопротивление катушки, от угла отклонения оси катушки от нормали к поверхности пластины из меди и композитного материала представлены на рис. 1.

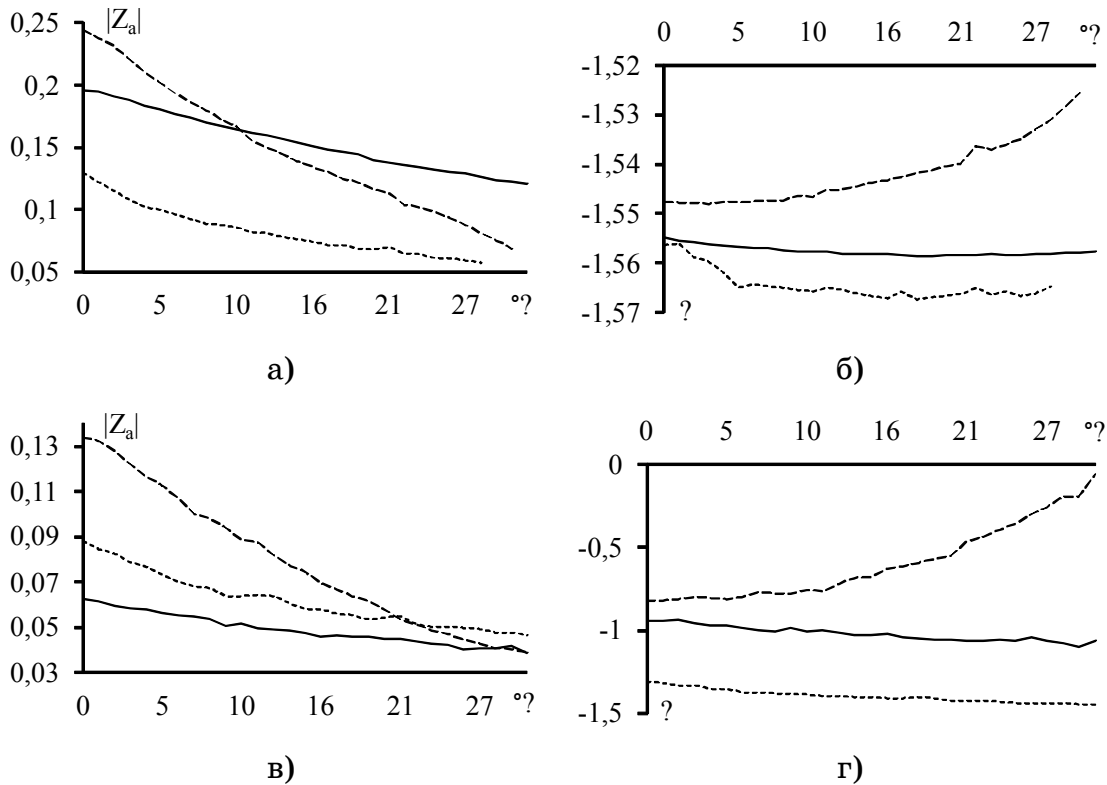


Рисунок 1 - Зависимость модуля и фазы внесенного в катушку сопротивления от угла отклонения её оси от нормали к поверхности исследуемого материала: а), б) — медная пластина; в), г) — пластина из композита; 1-я катушка — , 2-я катушка, 3-я катушка

В случае медной пластинки реактивная часть внесенного в катушку сопротивления превышает по абсолютному значению активную часть в 20 и более раз. Поэтому зависимость модуля внесенного сопротивления от угла отклонения катушки в основном повторяет соответствующую зависимость для реактивной части внесенного сопротивления, зеркально отражая последнюю относительно оси абсцисс (рис. 1а). Соответственно фаза внесенного сопротивления почти постоянна на всем диапазоне угла отклонения и равняется примерно $\pi/2$. Только для второй катушки (52 витка, с

магнитопроводом) наблюдается незначительное уменьшение абсолютного значения фазы с увеличением угла отклонения.

В случае пластинки из композитного материала активная и реактивная компоненты внесенного в катушку сопротивления одного порядка, а потому зависимость модуля внесенного в катушку сопротивления от угла отклонения отличается от зависимостей отдельно активной и реактивной составляющей. Зависимость фазы внесенного сопротивления ведет себя аналогично соответствующей зависимости в случае медной пластинки, а именно для первой и третьей катушек фаза практически постоянна во всем диапазоне угла отклонения. И только для второй катушки наблюдается выраженная зависимость фазы внесенного сопротивления от угла отклонения. При этом следует отметить значительное повышение чувствительности фазы внесенного в катушку сопротивления от угла отклонения в случае пластинки из композитного материала.

Проанализируем эту чувствительность для второй катушки. В обоих случаях с достоверностью аппроксимации $R^2 \approx 0.99$ зависимость фазы от угла описывается полиномиальной зависимостью

$$\varphi(\theta) = a\theta^2 + b\theta + c, \quad (1)$$

где для медной пластинки коэффициенты полинома (1) равны соответственно $a=4 \cdot 10^{-5}$, $b=-4 \cdot 10^{-4}$, $c=-1.5469$; для пластинки из композита — $a=1.1 \cdot 10^{-3}$, $b=-9 \cdot 10^{-3}$, $c=-0.7991$. Квадратичный и линейный коэффициенты полинома (1) для пластинки из композита больше соответствующих коэффициентов для медной пластинки почти на два порядка.

Далее по методике, предложенной в [1], были изложены зависимости модуля внесенного в катушку сопротивления от угла отклонения оси катушки от нормали к поверхности исследуемого материала. Сначала модуль внесенного сопротивления был аппроксимирован тремя функциями: линейной, полиномом 2-й степени и экспоненциальной (табл. 1).

Качество аппроксимации указанными функциями зависимости модуля внесенного в катушку сопротивления от угла отклонения оси катушки от нормали к поверхности медной пластинки практически совпадает с качеством аппроксимации этими же функциями мнимой части внесенного в катушку сопротивления над той же пластиной [1] — расхождение между коэффициентами R^2 не превышает 0.6 %, а в

среднем составляет 0.18 %. Расхождение коэффициентов аппроксимации модуля и действительной части внесенного в катушку сопротивления для медной пластины достигает единиц и десятков процентов. В случае пластинки из композитного материала качество аппроксимации этими же функциями зависимости модуля внесенного в катушку сопротивления отличается от качества аппроксимации действительной и мнимой составляющей внесенного сопротивления примерно одинаково — в среднем 0.75÷1.35 %.

Таблица 1

Коэффициент достоверности аппроксимации для функций $y_1=ax+b$,
 $y_2=ax^2+bx+c$ и $y_3=ae^{-bx}$.

Материал	$f(x)$	1-я катушка	2-я катушка	3-я катушка
медь	y_1	0.9898	0.9831	0.9281
	y_2	0.999	0.997	0.9841
	y_3	0.9979	0.9926	0.9735
композит	y_1	0.9633	0.9784	0.935
	y_2	0.9876	0.9986	0.9873
	y_3	0.9764	0.9976	0.9684

Затем, также согласно методике, предложенной в [1], были исследованы дополненные выборки, моделирующие отклонение оси катушки от нормали к поверхности материала на определенный угол и возврат в исходное положение (табл. 2). Движение катушки принималось равномерным — катушка мгновенно начинала отклоняться с равномерной скоростью до определенного угла, затем мгновенно менялся знак скорости и она возвращалась к исходному положению. Такая модель движения отличается от более сложного закона колебания оси вихретоковых датчиков около нормали к поверхности материала при сканировании поверхности композитов, наблюдаемого в практике. Но использование более сложного (приближенного к наблюдаемому в практике) закона движения датчика слабо влияет на качество аппроксимации [4], поэтому в этой работе мы использовали более простое, равномерное колебание оси датчика около нормали к поверхности исследуемого материала.

В среднем качество аппроксимации дополненных выборок полиномами увеличилось с 0.965 [1] до 0.973. При этом стоит отметить, что если в предыдущем случае [1] минимальный

коэффициент аппроксимации падал до значения 0.8177, то теперь он не опускается ниже 0.9478.

Таблица 2

Аппроксимация дополненных выборок полиномом 2-й степени

Материал	диапазон	1-я катушка	2-я катушка	3-я катушка
медь	0°–15°–0°	0.9569	0.9629	0.9888
	0°–20°–0°	0.9603	0.9793	0.9884
	0°–25°–0°	0.9628	0.9834	0.9858
композит	0°–15°–0°	0.9478	0.9531	0.9824
	0°–20°–0°	0.9755	0.965	0.9822
	0°–25°–0°	0.9821	0.9719	0.9848

Выводы. Переход от представления вносимого в катушку сопротивления при отклонении оси последней от нормали к поверхности материала в форме активной и реактивной составляющей к форме модуль-фаза показал следующие результаты:

- максимальная чувствительность фазы внесенного в катушку сопротивления к изменению угла отклонения её оси к поверхности материала в случае пластинки из композита почти на два порядка больше максимальной чувствительности для медной пластинки;
- при определенных конструктивных параметрах катушки фаза внесенного сопротивления практически не зависит от угла отклонения её оси от нормали к поверхности и для композитов, и для меди;
- дополненные выборки модуля внесенного в катушку сопротивления в качестве сигнала перекося лучше описываются полиномом 2-й степени, чем выборки отдельно активной и реактивной составляющей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Герасимов В. В. Исследование сигнала перекося вихретокового датчика / Герасимов В. В., Герасимова О. Л. // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных трудов — Вып. 5(16) — Днепропетровск, 2001. — с. 39 – 41.
2. Герасимов В. В. Двумерное моделирование в вихретоковой дефектоскопии композитных материалов / Герасимов В. В., Герасимова О. Л. // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных трудов. — Вып. 6(41) — Днепропетровск, 2005. — с. 124 – 133.
3. Дорофеев А. Л. Электроиндуктивная дефектоскопия / Дорофеев А. Л., Казамапов Ю. Н. — М.: Машиностроение, 1980. — 212 с.
4. Хандецкий В. С. Динамика изменения векторного потенциала рамки при сканировании поверхностных трещин с различной геометрией / Хандецкий В. С., Герасимов В. В. // Вісник Дніпропетровського університету, сер. "Фізика, радіоелектроніка". — 2008. — Вип. 15, № 2/1. — С. 99 – 105.

Получено 26.09.2009г.

УДК 004.42

А.П. Пеньков, Н.О. Иванова

**РОЗРОБКА ПРАЦЕОХОРОННОЇ МЕТОДОЛОГІЇ «ДОСЛІДЖЕННЯ
МЕТОДІВ СТИСКАННЯ ЗОБРАЖЕНЬ ЗА ДОПОМОГОЮ
НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ»**

Анотація. У роботі аналізуються оптимальні умови дослідницької праці, шляхи забезпечення охорони праці. Розглянуті основні аспекти «працезахоронної» оптимізаційної методології організації досліджень методів стискання зображень із використанням нейронних мереж.

Ключові слова: дослідницьке робоче місце, система засобів охорони праці, предмет праці, ергономічні вимоги.

Вступ. Передача зображень у комп'ютерних мережах немислима без їхнього попереднього стискання. Зображення, звичайно, вимагає для зберігання набагато більшого обсягу пам'яті, ніж текст. Наприклад, не дуже якісна ілюстрація на обкладинці книги розміром 500x800 точок займає 1.2 Мб – стільки ж, скільки художня книга з 400 сторінок (60 знаків у рядку, 42 рядка на сторінці). Ця особливість зображень визначає актуальність алгоритмів стискання графіки [1]. На сьогоднішній день існує достатня кількість алгоритмів стискання зображень, як із втратами інформації, так і без втрат. Алгоритми стискання із втратами виглядають особливо привабливо, тому що дозволяють досягти досить великих ступенів ущільнення при цілком прийнятній якості відновленого зображення [2]. Досить перспективним напрямком у цій області є застосування штучних нейронних мереж, які на сьогоднішній день широко використовуються у всіляких областях людської діяльності. Тому дослідження ефективності цих мереж в області стискання зображень становить певний інтерес [3].

Постановка задачі. У зв'язку із цим виникає проблема пошуку оптимальних умов у процесі дослідницької праці, задача пошуку шляху забезпечення й охорони праці.

Вирішення задачі. Проаналізуємо структуру завдання у вигляді назви роботи «Дослідження методів стискання зображень із

нейронних мереж». При цьому передбачається розробка складного комплексу: людина – машина (дослідницького робочого місця).

Для уточнення структури робочого місця використаємо його системне представлення, запропоноване в монографії [5] (рис. 1).

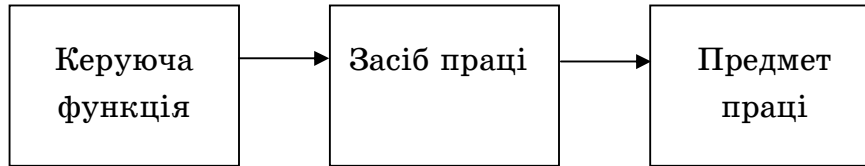


Рисунок 1 - Загальна система праці

Предмет праці відповідає на запитання «що обробляється?» Засіб праці відповідає на запитання «чим обробляється предмет праці?». Керуюча функція відповідає на запитання «як взаємодіють предмет і засіб праці?». Дослідницьке «навколишнє середовище» визначає умови роботи системи, яка зображена на рис. 1.

Варто ототожнити елементи системи праці з тематикою дослідницької роботи. Предметом праці є процес «стискання зображень» за допомогою «нейронних мереж» у ролі засобу праці. При цьому керуючою функцією є алгоритм стискання зображень із використанням шару Кохонена. Для реалізації алгоритму використовуються функції пакету Neural Networks Toolbox системи математичних розрахунків MATLAB, яка дозволяє проектувати, моделювати, навчати й використовувати різні типи нейронних мереж. Тому процес проведення досліджень методів стискання зображень із використанням нейронних мереж можна представити самостійною системою праці (рис. 2).



Рисунок 2 - Система праці по дослідженню методів стискання зображень із використанням нейронних мереж

Проведений аналіз формулювання завдання дозволив уточнити «технічний аспект» «дослідницької системи», у якій у якості

«предмета праці» виступає «дослідник» (спеціаліст предметної галузі). У такому випадку повна система праці по темі роботи буде мати вигляд, представлений на рис. 3.

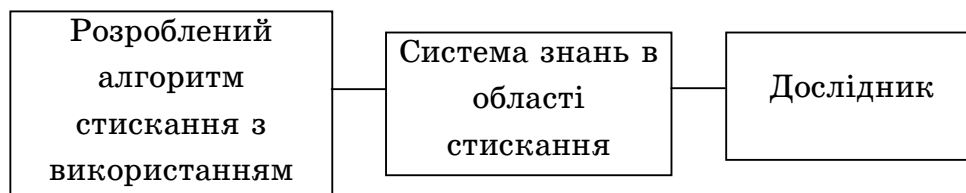


Рисунок 3 - Система дослідницької праці по темі роботи

Моделлю системи дослідницької праці остаточно визначене «дослідницьке робоче місце» по темі завдання, його елементи, які необхідно розглядати в процесі детальної науково-дослідної роботи, рішення задач оптимізації з урахуванням конкретних вимог ергономіки [1]. Система охорони праці представлена на рисунку 4.

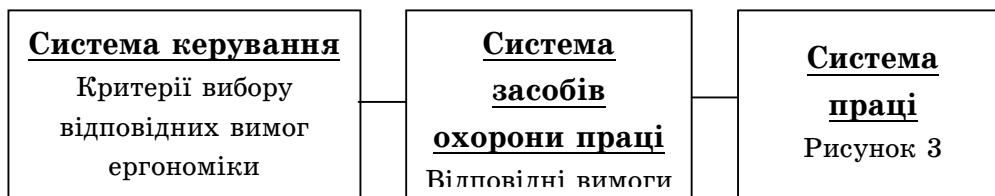


Рисунок 4 - Система охорони дослідницької праці

Згідно [4] «взаємодія людини й техніки в системі виробництва (система людина – машина – виробниче середовище) повинна розглядатися при проектуванні й створенні безпечних умов праці, при рішенні задач оптимізації праці з урахуванням вимог ергономіки». В нашому випадку людина – дослідник, «машина» – ЕОМ, «виробниче середовище» – дослідницьке середовище.

Ергономіка комплексно вивчає закономірності взаємодії людини з технічними засобами, предметом діяльності й середовищем,. Людина, машина й середовище розглядаються в ергономіці як складне функціонуюче ціле.

Для реалізації системи, представленої на рисунку 4, варто визначити конкретні вимоги ергономіки [4, 6] у системі «людина – машина – дослідницьке середовище».

Вимоги ергономіки й критерії їхньої оцінки:

Виключення зайвих витрат робочого часу й раціональна організація робочого місця. В якості критеріїв виступають задачі підвищення ефективності й оптимізації. Скорочення інформаційних

навантажень, зниження нервово-емоційних напруг і фізичних навантажень. Антропометричні вимоги повністю визначаються параметрами робочої зони, у якій перебуває людина в положенні сидючи в штатному робочому місці «людина – ЕОМ». До гігієнічних вимог відносяться параметри мікроклімату. Особливість їхнього застосування в розроблювальній людино-машинній системі полягає в тому, що необхідно їх урахувати в приміщенні, де проводяться дослідження. Соціальні вимоги можна віднести до другорядних. Внаслідок впливу викривлених ергономічних умов праці людина, звичайно, піддається таким негативним станам, як монотонія (напруга внаслідок одноманітності дій), гіподинамія, психічне пересичення, психоемоційна напруженість.

Згідно [6], існують наступні функції керування «працезахоронної» оптимізаційної системи: облік, аналіз, контроль, оперативне керування, прогноз, планування. По відношенню до теми роботи найвищий пріоритет можна віднести до процесів «аналізу» й «контролю».

Висновок. Таким чином, у представленій роботі розглянуті основні аспекти «працезахоронної» оптимізаційної методології організації досліджень методів стискання зображень із використанням нейронних мереж.

ЛІТЕРАТУРА

1. Сэлмон Д. Сжатие данных, изображений и звука. - М.: Техносфера, 2004. – 368с.
2. Ватолин Д., Ратушняк А., Смирнов М., Юкин В. Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003. – 384 с.
3. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. - Москва: Техносфера, 2006. – 616 с.
4. Кобевник В. Ф. Охрана труда. – К.: ВПШ, 1990. – 288 с.
5. Мардахаев А. А. Охрана труда. История, теория, практика. – Львов: Высшая школа, изд-во Льв. ун-та, 1984. – 140 с.
6. Эргономические проблемы охраны труда. Межвузовский сборник научных трудов / Отв. ред. В. В. Романов. – Тверь, 1990.

Отримано 12.10.2009р.

УДК 004.42

Н.А. Иванова

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ЗАДАЧАХ РЕЧЕВОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ

Аннотация. В данной работе рассматриваются возможности нейронных сетей прямого распространения сигнала применительно к задаче текстонезависимого распознавания пользователей по речевому сигналу. В качестве характеристик речевого сигнала использованы логарифмически масштабированные кепстральные коэффициенты. Анализируется точность распознавания разными типами нейронных сетей для разного количества пользователей.

Ключевые слова: речевая идентификация пользователей, искусственные нейронные сети, логарифмически масштабированные кепстральные коэффициенты, точность распознавания.

Введение. Системы определения индивидуальности пользователя по голосу развиваются в последнее время очень активно. Такой интерес обусловлен большим количеством практических задач, которые можно решить с помощью речевого распознавания пользователя. Проверка прав доступа к различным системам (информационным и физическим) по голосу пользователя имеет ряд преимуществ по сравнению с распознаванием по другим показателям. Во-первых, голос не отчуждаем от человека в отличие от ключа, магнитной карты. Во-вторых, он не требует непосредственного контакта с пропускной системой, как это необходимо для отпечатка пальца, ладони (возможно использование телефонного канала).

Речевая идентификация пользователя предполагает следующую ситуацию. Существует ограниченная и строго контролируемая группа пользователей системы. При поступлении речевого сигнала на вход системы определения индивидуальных речевых характеристик, эта система должна идентифицировать, кто из пользователей произносит данную речевую информацию.

Постановка задачи. Целью данной работы является проведение анализа возможностей нейронных сетей прямого распространения при идентификации пользователей по речевому сигналу. При

© Иванова Н.А., 2009

использовании нейронных сетей для речевой идентификации, предполагается, что пользователи могут произносить любые предложения. То есть анализируется текстонезависимый вариант речевого распознавания пользователя. Сравнительный анализ разных архитектур нейронных сетей (с разным количеством слоев) для задачи идентификации пользователя, позволит выбрать оптимальную схему нейронной сети. В данной работе также необходимо оценить результаты процесса распознавания для разного количества дикторов и исследовать результаты работы нейронных сетей с зашумленными входными данными.

Решение задачи. Идентификация пользователей с помощью трехслойной нейронной сети прямого распространения. Для распознавания речевых сигналов и пользователей по речевым сигналам чаще всего в качестве характеристик сигнала используют логарифмически масштабированные кепстральные коэффициенты (MFCC – mel frequency cepstral coefficients). Исходный речевой сигнал разбивается на фреймы длиной 1024 отсчета ($\approx 0,046$ с при частоте дискретизации 22050 Гц) с перекрытием, составляющим примерно $1/3 \sim 1/2$ часть длины фрейма. Для каждого фрейма вычисляются 12 кепстральных коэффициентов [1].

Для проведения исследований использовалась база речевых сигналов, которая содержит 20 предложений, каждое длительностью 5 секунд, для каждого из 20 пользователей. Для хранения информации о пользователях была организована структура данных с такой информацией: имя пользователя, дата регистрации пользователя, массивы кепстральных коэффициентов для всех предложений, произнесенных пользователем. Столбцы данного массива содержат логарифмически масштабированные кепстральные коэффициенты для одного фрейма.

Для идентификации пользователей проанализируем работу трехслойной нейронной сети прямой передачи сигнала [2, 3], для обучения которой используется метод обратного распространения ошибки. Входной слой нейронной сети содержит n нейронов, где n – количество распознаваемых пользователей. Выходной слой содержит один нейрон для определения номера пользователя. Схема нейронной сети представлена на рис. 1.

Нейронная сеть обучалась на сформированных массивах кепстральных коэффициентов. В процессе обучения фиксировалось время обучения. После завершения обучения нейронная сеть использовалась для распознавания всех предложений каждого диктора. Исходная база речевых сигналов была поделена на две половины: первая (условно назовем её внутренней базой речевых сигналов) - используется для обучения нейронной сети и для тестирования работоспособности обученной нейронной сети, вторая (внешняя база речевых сигналов) – будет использоваться только для тестирования нейронной сети. Внутренняя и внешняя база данных содержат по 10 предложений, произнесенных каждым из 20 пользователей.

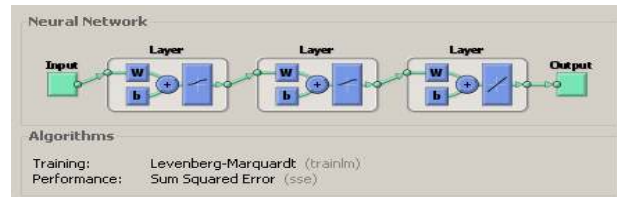


Рисунок 1 - Схема нейронной сети

Циклически перебирая все предложения для каждого пользователя, оценивалась точность распознавания обученной нейронной сети, как отношение количества предложений верно распознанных пользователей к общему количеству предложений. Результаты тестирования обученной нейронной сети представлены в таблице 1.

Для наглядного анализа работы нейронной сети, при идентификации пользователей, построим графики зависимости точности распознавания от количества дикторов (рис. 2).



Рисунок 2 - Зависимость точности распознавания нейронной сетью от количества дикторов

Таблица 1

Зависимость времени обучения трехслойной нейронной сети и точности распознавания от количества пользователей

Количество пользователей	Время обучения сети, сек	Точность распознавания (для внутренней базы речевых сигналов), %	Точность распознавания (для внешней базы речевых сигналов), %
2	78,73	100	100
3	95,02	100	100
4	65,39	100	100
5	123,34	100	100
6	136,18	100	100
7	127,83	100	100
8	379,08	94,17	90,83
10	359,73	87,33	84,67
15	1681,66	65,78	54,22
20	2429,72	35,79	35

Как видно из рис. 2, нейронная сеть обратного распространения ошибки отлично справляется с задачей распознавания пользователей для базы от 2 до 8 пользователей. При таком количестве пользователей время обучения нейронной сети сравнительно невелико (до 6 минут). При увеличении количества дикторов (от 10 и больше) точность распознавания резко уменьшается, а время обучения увеличивается. На двадцати дикторах сеть обучалась более 40 минут, а точность распознавания составляла всего 35%.

Идентификация пользователей с помощью двухслойной нейронной сети прямого распространения. Второй тип сети, который анализируется в данной работе с точки зрения её возможностей по идентификации пользователей, - это двухслойная сеть прямого распространения сигнала, т. е. сеть без скрытого слоя. Входной слой, как и в предыдущей сети, содержит n нейронов (n – количество распознаваемых пользователей). Выходной слой содержит один нейрон, который выдает значение, равное номеру пользователя. Схема двухслойной нейронной сети представлена на рис. 3.

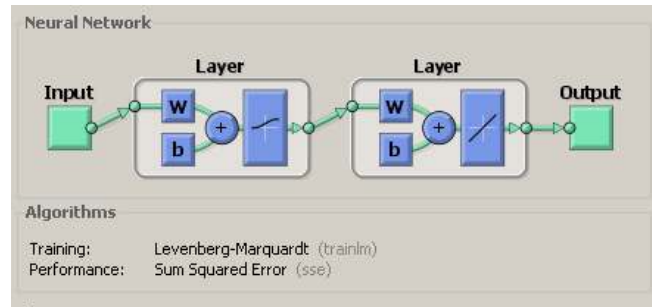


Рисунок 3 - Схема двухслойной нейронной сети

Результаты тестирования данного типа сети для разного количества пользователей приведены в таблице 2.

Таблица 2

Зависимость точности распознавания двухслойной сетью от количества дикторов

Количество пользователей	Время обучения сети, сек	Точность распознавания (для внутренней базы речевых сигналов), %	Точность распознавания (для внешней базы речевых сигналов), %
2	16.92	100	100
3	10.67	100	100
4	18.09	83.33	83.33
5	53.58	88.00	88.00
6	105.53	87.78	83.33
7	58.73	91.43	93.33
8	89.81	80.00	71.67
10	317.04	66.67	63.33
15	470.91	33.33	25.78
20	993.67	13.67	14.67

Для сравнения трехслойной и двухслойной сетей результаты тестирования обеих сетей приведены на рис. 4. Идентификация пользователей проводилась для внешней речевой базы данных.

По результатам, приведенным в таблицах 1 и 2, можно сделать вывод, что двухслойная нейронная сеть (без скрытого слоя) быстрее обучается и требует для обучения меньших аппаратных затрат, но задачу идентификации пользователя по речевому сигналу решает хуже. Двухслойная нейронная сеть смогла распознать с приемлемой

точностью только 7 дикторов, в то же время трехслойная сеть распознает 10 дикторов.



Рисунок 4 - Сравнительный анализ точности распознавания двухслойной и трехслойной нейронными сетями

В данной работе анализируется, при каких уровнях шума нейронная сеть способна распознавать пользователей. На исходные речевые сигналы накладывался белый шум. Трехслойная нейронная сеть прямого распространения содержит 10 нейронов во входном слое, 25 нейронов в скрытом слое, 1 нейрон в выходном слое. Данный тип нейронной сети был обучен на незашумленных речевых сигналах 10 пользователей. Для тестирования использовались зашумленные речевые сигналы и из внешней, и из внутренней речевых баз тех же 10 пользователей. Результаты проведенного исследования приведены на рис. 5.

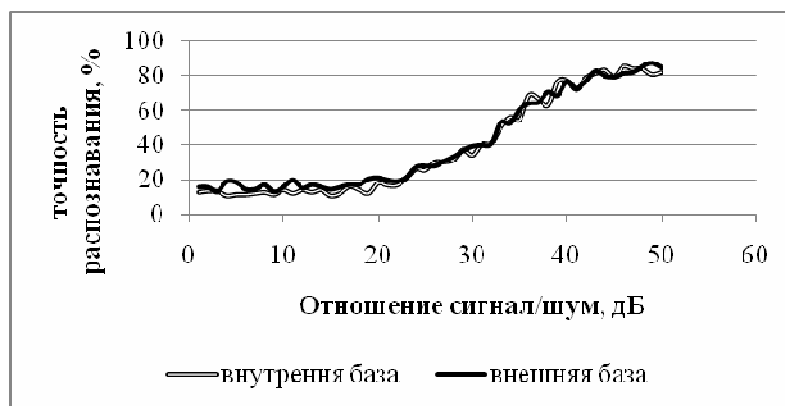


Рисунок 5 - Зависимость точности распознавания 10 пользователей от отношения сигнал/шум

Проанализировав результаты на рис. 5, можно отметить, что трехслойная нейронная сеть распознает пользователей с точностью

более 80% при отношении сигнал/шум более 40 дБ. При увеличении шума (отношении сигнал/шум менее 30дБ) точность распознавания резко уменьшается, и фактически пользователь выбирается нейронной сетью случайным образом. При отношении сигнал/шум менее 20 дБ нейронная сеть не способна распознать входной зашумленный сигнал.

Выводы. Таким образом, использование трехслойной нейронной сети прямого распространения сигнала позволяет создать систему для идентификации не более 10 пользователей. В этом случае время обучения нейронной сети сравнительно невелико при допустимой точности распознавания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аграновский А.В., Леднов Д.А. Теоретические аспекты алгоритмов обработки и классификации речевых сигналов. - Москва: Изд-во «Радио и связь», 2004. - 164 с.
2. Медведев В. С., Потемкин В. Г. Нейронные сети. Matlab6 /Под общ. ред. к. т. н. В. Г. Потемкина. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. – 496 с.
3. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / пер. с польского И.Д.Рудинского. - М.: Финансы и статистика, 2002. - 344 с.

Получено 15.10.2009г.

УДК 621.396.96

О.О. Дробахін, С.Г. Лебедев

**ЗАСТОСУВАННЯ РОЗПОДІЛУ ВІГНЕРА-ВІЛЛЯ ДЛЯ ВИЯВЛЕННЯ
ДЕФЕКТІВ В ДІЕЛЕКТРИЧНИХ СТРУКТУРАХ**

Анотація. Розподіл Вігнера-Вілля застосовується для покращення виявлення дефектів в діелектричних структурах за їх характеристиками відбиття в НВЧ-діапазоні. Запропонований спосіб адаптивної обробки розподілу Вігнера-Вілля з урахуванням можливих форм неоднорідностей.

Ключові слова: Розподіл Вігнера-Вілля, дефектоскопія, НВЧ-сигнали

Вступ. Вироби з композиційних діелектриків знайшли широке застосування в сучасному машинобудуванні. Одним з найбільш небезпечних видів дефектів є повітряні пори. Виявлення дефектів такого класу може бути досить ефективно здійснено методами неруйнівного контролю з використанням електромагнітних хвиль НВЧ-діапазону [1]. Виявлення дефектів та оцінювання їх розмірів ускладнюються через наявність тренду, який обумовлений несталістю відстані до зразка, шумів, а також неоднорідність матеріалу.

Аналіз публікацій. Для покращення характеристик виявлення дефектів у роботі [2] використовувався вейвлет-аналіз, який забезпечує селекцію в просторовій та частотній областях. Аналогічні властивості притаманні розподілу Вігнера-Вілля (РВВ) [3], що робить перспективним дослідження його застосовності для задач означеного класу.

Постановка задачі. Розробити адаптивний метод обробки сигналу НВЧ-дефектоскопу на основі РВВ для покращення характеристик виявлення сигналів дефектів типу повітряної пори.

Основна частина. Формула РВВ для випадку сигналу дефектоскопу R в залежності від просторової координати x має наступний вигляд [3]:

$$W_R(x, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R\left(x + \frac{\xi}{2}\right) R^*\left(x - \frac{\xi}{2}\right) \exp(-j\omega\xi) d\xi,$$

де ω – просторова частота.

Частотно-просторові діаграми для нього мають досить високу роздільну здатність, але крім основних елементів на частотно-просторовій діаграмі відображаються також і інтерференційні елементи, які ускладнюють обробку та інтерпретацію діаграм. Ці елементи мають осцилюючий характер, при чому присутні як додатні, так і від'ємні значення. Внаслідок цього шляхом проведення згладжування РВВ за допомогою функції $\Pi(\xi, \varpi)$ згідно з можна значно зменшити інтерференційні складові.

$$WS_R(x, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \Pi(\xi, \varpi) W_R(x - \xi, \omega - \varpi) d\xi d\varpi$$

В даній роботі для згладжування використовувалась функція у формі диску радіусом r , тобто

$$\Pi(\xi, \varpi) = \begin{cases} 1, & \varpi^2 + \xi^2 \leq r^2 \\ 0, & \varpi^2 + \xi^2 > r^2 \end{cases}.$$

В якості дефектів використовувались циліндричні отвори діаметрами 6, 3 і 12 мм у листі діелектрику товщиною 5 мм. Цей лист вкривався двома неушкодженими листами такого ж діелектрику і тієї ж товщини. Відстань від зразка до відкритого кінця хвильоводу складала 10 мм. Характеристика була розрахована на частоті 11,5 ГГц. Модельні характеристики відбиття від дефектів (рис. 1) отримані з використанням методу скінчених елементів.

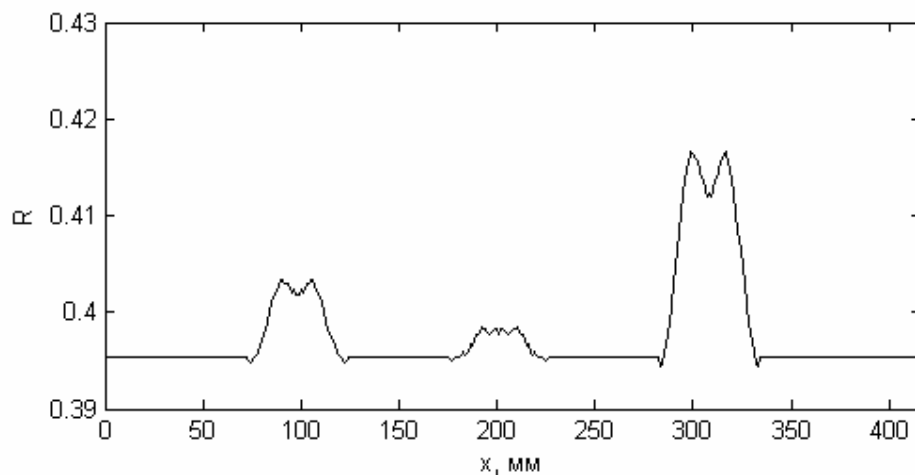


Рисунок 1 - Модельна характеристика дефектів діаметрами 6 мм, 3 мм і 12 мм

Діаграма РВВ для сигналу, що наведений на рис. 1, зображена на рис. 2. Для виявлення дефектів, рухаючись по просторовій осі РВВ, потрібно шукати максимуми в тих частотних межах, де

імовірно може знаходитись відображення дефекту. Частотні межі визначаються з РВВ модельного сигналу. Як тільки цей максимум знайдено, потрібно відсікти віконною функцією всі значення, що знаходяться далеко від цього максимуму.

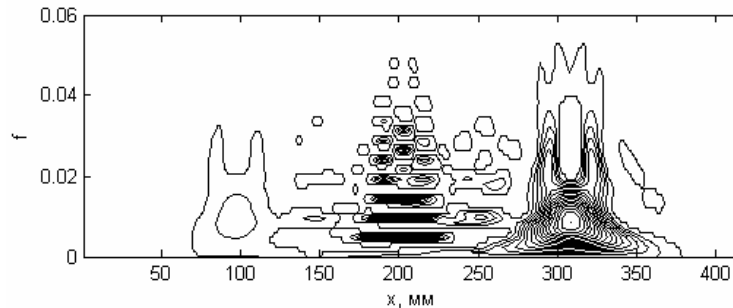


Рисунок 2 - Діаграма РВВ для сигналу, що наведений на рис. 1

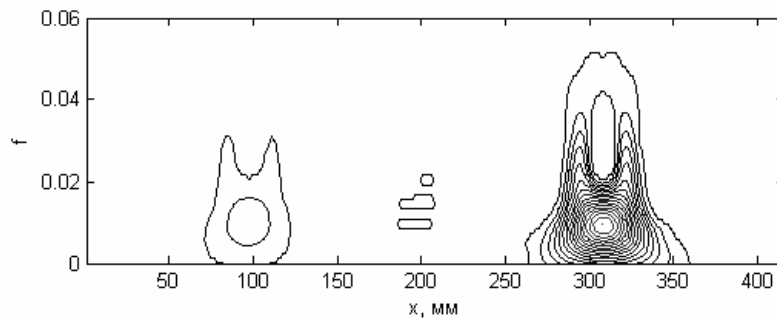


Рисунок. 3 - Діаграма РВВ, що наведений на рис. 2, після згладжування

Описаний алгоритм може бути представлений у виді

$$WF_R(x, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} WS_R(x, \omega - \varpi) h(\varpi - \omega_{\max}(x)) d\varpi ;$$

$$\omega_{\max}(x) = \max_{\omega \in (\alpha, \beta)} (WS_R(x, \omega)).$$

Тут $h(\omega)$ – віконна функція, α і β – межі, в яких шукається максимум. Після інтегрування розподілу $WF_R(x, \omega)$ по всіх частотах, отримаємо наближені, дещо змінені внаслідок згладжування, положення і розміри дефектів. До згладжування була видалена низькочастотна складова з РВВ, щоб позбутися тренду. Також покращення вихідного сигналу було досягнуто шляхом введення порогу, який обмежив мінімальні значення $\omega_{\max}(t)$.

Результати виділення сигналів дефектів з модельної характеристики при наявності шуму та тренду показані на рис. 4. Значення SNR для найменшого дефекту складало 9 дБ.

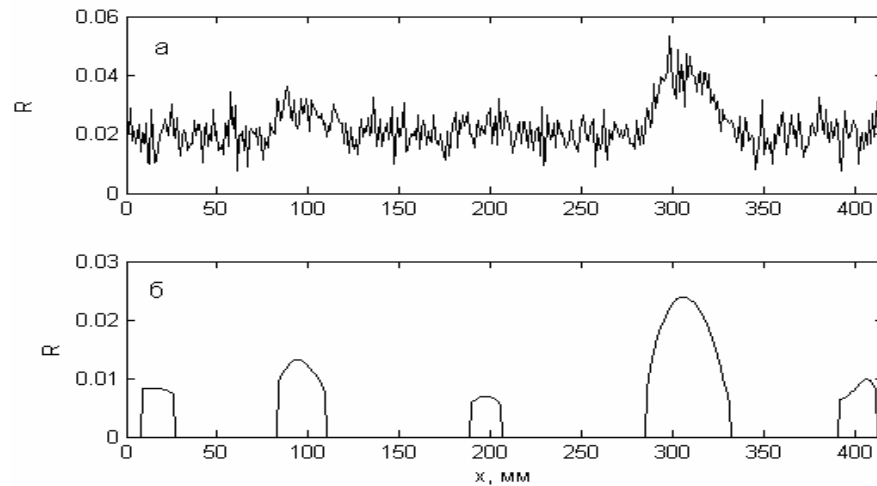


Рисунок 4 - Результаты выделения дефектів (б) з модельного сигналу при наявності шуму (а)

На краях очищеної характеристики помітні деякі зайві викиди. Вони з'являються тоді, коли сигнал містить деякий тренд. Для їх згладжування потрібне занадто широке вікно $\Pi(\xi, \sigma)$, що може зашкодити корисному сигналові. Тому треба або враховувати тільки центральну частину сигналу, або усувати тренд іншими способами. Результати обробки експериментальної характеристики, виміряної на частоті 11.5 ГГц за допомогою комплексу [1] наведені на рис. 5.

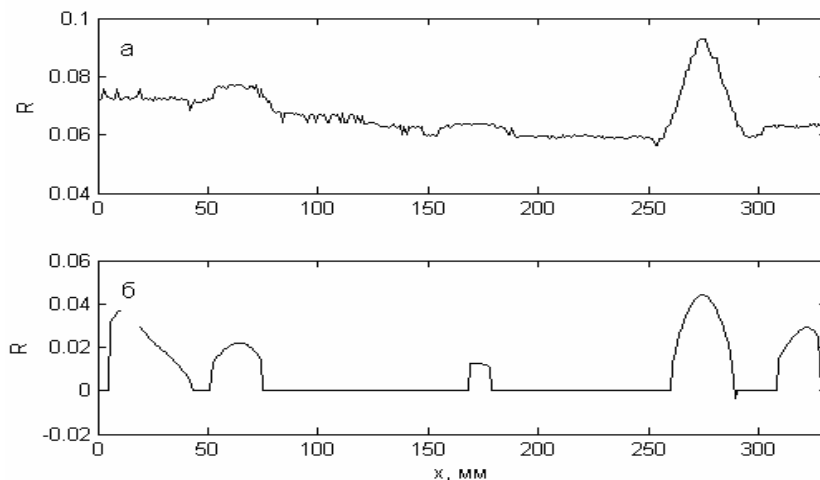


Рисунок 5 - Результаты выделения дефектів (б) з експериментального сигналу, виміряного на частоті 11,5 ГГц (а)

Висновки. Розроблений алгоритм виділення відгуків дефектів із сигналу НВЧ радіовимірювального комплексу, що полягає в адаптивній фільтрації даних РВВ, які були згладжені після

видалення низькочастотного тренду. Ефективність роботи алгоритму підтверджена результатами обробки даних модельного і реального експериментів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Дробахин О. О., Кондратьев Е. В. Измерительно-вычислительный комплекс радиоволнового неразрушающего контроля изделий из диэлектриков: аппаратное и программное обеспечения. // Дефектоскопия, 2003, № 2, с.52-60.
2. Алексеев В. В., Андреев М. В., Дробахин О. О., Салтыков Д. Ю. Применение вейвлет-анализа для обнаружения неоднородностей в диэлектрических структурах. //Вісник Дніпропетровського університету. Фізика. Радіoeлектроніка. – 2004. – №2/2 - с.20-25
3. Cohen L., Time-Frequency Distributions – A Review // Proc. IEEE. – 1989. – vol. 77, no. 7 – pp. 941-981
4. Вишневецкий О. В., Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Вигнер-анализ модельных сигналов с особенностями. //Радиофизика и радиоастрономия. – 2008. – Т. 13, №2. с. 195 – 209.

Отримано 15.09.2009р.

УДК 004.032.26

Е.В. Бодянский, Е.А. Викторов, И.П. Плисс
**САМООРГАНИЗАЦИЯ АРХИТЕКТУРЫ НЕО-ФАЗЗИ-НЕЙРОННОЙ
СЕТИ ПРИ ПОМОЩИ МЕТОДА ГРУППОВОГО УЧЁТА
АРГУМЕНТОВ**

Аннотация. В статье рассматривается решение проблемы оптимизации структуры нео-фаззи-нейронной сети при помощи метода группового учёта аргументов, а также приводятся экспериментальные результаты и их сравнительная характеристика для сети, синтезированной при помощи МГУА, и полной сети.

Ключевые слова: нейронные сети, нечёткая логика, метод группового учёта аргументов, самоорганизация, нео-фаззи нейрон.

Введение. В последнее время искусственные нейронные сети всё чаще и чаще используются для обработки сигналов, порождённых теми или иными нестационарными, стохастическими или хаотическими системами. Это обусловлено как хорошими аппроксимирующими свойствами обученных нейронных сетей, так и их способностью работать в параллельном режиме с зашумлёнными. Традиционно под обучением понимается процесс настройки весовых коэффициентов нейронной сети, на основе той или иной процедуры оптимизации принятого критерия обучения [1, 2]. Однако, для повышения точности решения рассматриваемой задачи можно настраивать не только веса, но и архитектуру нейронной сети путём либо увеличения количества нейронов относительно исходной простой архитектуры, либо путём уменьшения их числа в исходной избыточной архитектуре. Настройка архитектуры позволяет добиться максимально эффективного решения рассматриваемой задачи, а, соответственно, вопрос об оптимальности используемой архитектуры приобретает значимость для практического применения искусственных нейронных сетей.

Как было показано ранее, использование метода группового учёта аргументов (МГУА) позволяет получить оптимальную архитектуру нейронной сети для решаемой задачи [3] посредством того, что в формировании целевого выходного сигнала принимают

участие только те входные параметры, которые улучшают его качество. В статье рассматривается использование МГУА для самоорганизации нео-фаззи-нейронной сети, которая является гибридной системой, а соответственно обладает существенным преимуществом по сравнению с традиционными нейронными сетями – возможностью реализовывать нечёткий вывод, что позволяет интерпретировать получаемые на выходе результаты [4]. Как известно, неинтерпретируемость результатов является недостатком большинства нейро-архитектур, зачастую ограничивающим их использование при решении тех или иных задач. Использование МГУА для синтеза архитектуры нео-фаззи-нейронной сети позволит повысить точность выходного сигнала и, вместе с тем, сохранит все положительные свойства нейро-нечётких систем.

Нео-фаззи-нейрон. Архитектура нео-фаззи-нейрона впервые была предложена Такеши Ямакавой и его соавторами [5-7], которые отмечают, что основными преимуществами этого нейрона являются высокая скорость обучения, вычислительная простота, возможность нахождения глобального минимума критерия обучения в реальном режиме времени, а также то, что функционирование этого элемента может быть описано набором лингвистических «если-то» правил. Нео-фаззи-нейрон – это многовходовая нелинейная система с одним выходом, представленная на рис. 1 и реализующая отображение вида

$$\hat{y} = \sum_{i=1}^n f_i(x_i), \quad (1)$$

где x_i – i -ый вход ($i = 1, 2, \dots, n$), а $\hat{y}$ – выход системы. «Строительными» блоками нео-фаззи-нейрона являются нелинейные синапсы NS_i , осуществляющие преобразование i -го входного сигнала

$$f_i(x_i) = \sum_{j=1}^h w_{ji} \mu_{ji}(x_i)$$

и реализующие нечёткий логический вывод

$$\text{IF } x_i \text{ IS } x_{ji} \text{ THEN THE OUTPUT IS } w_{ji},$$

где x_{ji} – нечёткое множество с функцией принадлежности μ_{ji} , w_{ji} – синглтон (синаптический вес) в консеквенте [6]. Несложно заметить, что фактически нелинейный синапс реализует нечёткий вывод Такаги-Сугено нулевого порядка.

Традиционно функции принадлежности $\mu_{ji}(x_i)$ в антецеденте имеют сопряженно-треугольный вид, как показано на рис. 2.

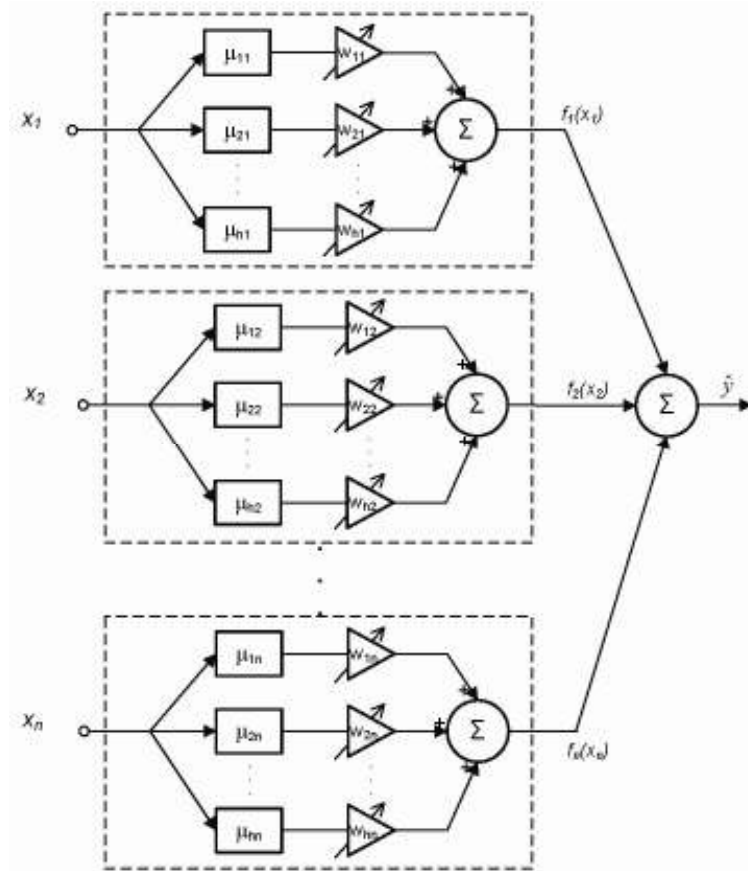


Рисунок 1 - Нео-фаззи-нейрон

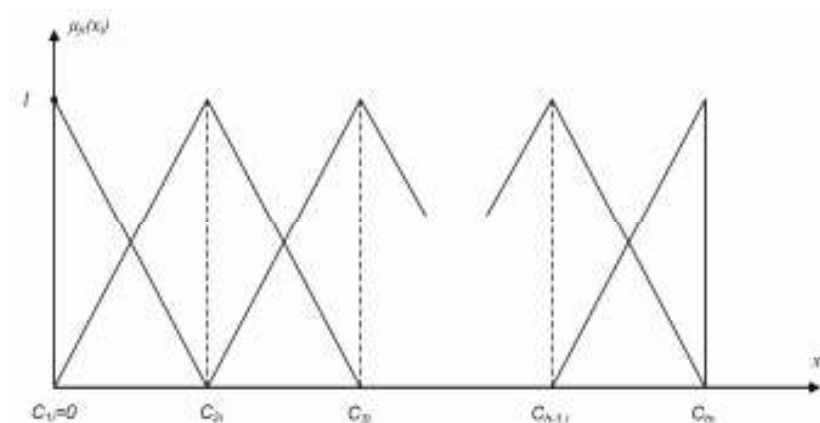


Рисунок 2 - Треугольные функции принадлежности

Для предварительно преобразованных входных переменных x_i (обычно $0 \leq x_i \leq 1$), функции принадлежности могут быть записаны в виде:

$$\mu_{ji}(x_i) = \begin{cases} \frac{x_i - c_{j-1,i}}{c_{ji} - c_{j-1,i}}, x \in [c_{j-1,i}, c_{ji}], \\ \frac{c_{j+1,i} - x_i}{c_{j+1,i} - c_{ji}}, x \in [c_{ji}, c_{j+1,i}], \\ 0 - \text{иначе}, \end{cases}$$

где c_{ji} – центры соответствующих функций принадлежности, выбираемые достаточно произвольным образом, однако, обычно равномерно распределённые на интервале $[0,1]$, что позволяет упростить процесс нечёткого вывода, поскольку входной сигнал x_i одновременно активирует только две соседних функции принадлежности, сумма значений которых равна единице (разбиение Руспини), т.е. $\mu_{ji}(x_i) + \mu_{j+1,i}(x_i) = 1$.

Мы предлагаем использовать кубические сплайны в роли функций принадлежности, которые описываются следующей системой уравнений

$$\mu(x) = \begin{cases} 0.25 \left(2 + 3 \frac{2x - x_i - x_{i-1}}{x_i - x_{i-1}} - \left(\frac{2x - x_i - x_{i-1}}{x_i - x_{i-1}} \right)^3 \right), & x \in [x_{i-1}, x_i], \\ 0.25 \left(2 - 3 \frac{2x - x_{i+1} - x_i}{x_{i+1} - x_i} + \left(\frac{2x - x_{i+1} - x_i}{x_{i+1} - x_i} \right)^3 \right), & x \in (x_i, x_{i+1}] \end{cases}$$

и изображены на рис. 3.

Использование кубических сплайнов позволяет добиться более высокого качества аппроксимации существенно нелинейных функций, и при этом предложенные функции принадлежности также удовлетворяют требованию разбиения Руспини, что уменьшает вычислительную сложность алгоритма настройки весовых коэффициентов. Результат нечёткого вывода, получаемый при помощи дефаззификации по методу центра тяжести, может быть представлен в достаточно простой форме:

$$f_i(x_i) = w_{ji} \mu_{ji}(x_i) + w_{j+1,i} \mu_{j+1,i}(x_i),$$

а результат (1) – $\hat{y}$ вычисляется путём суммирования $f_i(x_i)$.

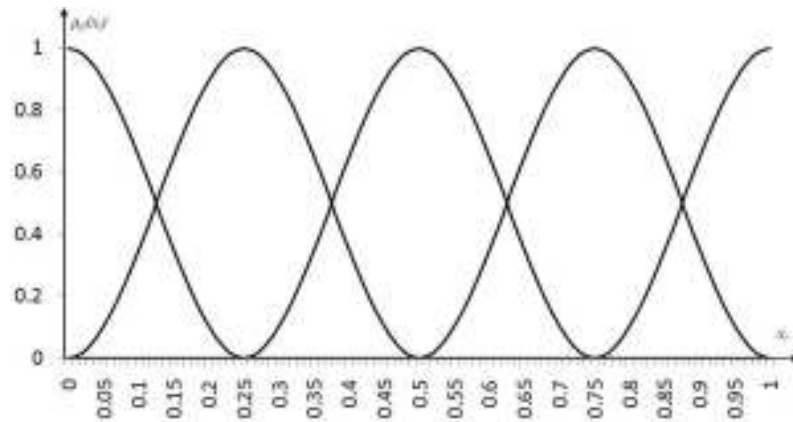


Рисунок 3 - Кубические сплайны

При подаче на вход нео-фаззи-нейрона векторного сигнала $x(k) = (x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k))^T$ (где $k = 1, 2, \dots$ – дискретное время), его выход определяется функциями принадлежности $\mu_{ji}(x_i(k))$ и настраиваемыми весовыми коэффициентами $w_{ji}(k-1)$, полученными в предыдущий момент обучения:

$$\hat{y}(k) = \sum_{i=1}^n f_i(x_i(k)) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^h w_{ji}(k-1) \mu_{ji}(x_i(k)),$$

при этом нео-фаззи-нейрон содержит $h \cdot n$ весов, подлежащих определению.

Критерием обучения является стандартная квадратичная функция ошибки (целевая функция):

$$E(k) = \frac{1}{2} (y(k) - \hat{y}(k))^2 = \frac{1}{2} e(k)^2 = \frac{1}{2} \left(y(k) - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^h w_{ji} \mu_{ji}(x_i(k)) \right)^2,$$

минимизируемая при помощи традиционного градиентного алгоритма, в данном случае приобретающего форму:

$$\begin{aligned} w_{ji}(k+1) &= w_{ji}(k) + \eta e(k+1) \mu_{ji}(x_i(k+1)) = \\ &= w_{ji}(k) + \eta \left(y(k+1) - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^h w_{ji}(k) \mu_{ji}(x_i(k+1)) \right) \mu_{ji}(x_i(k+1)), \end{aligned}$$

где $y(k)$ – значение выходного сигнала, η – параметр шага поиска, определяющий скорость сходимости процесса обучения.

С целью увеличения скорости обучения в [8, 9] был использован одношаговый оптимальный алгоритм Качмажа-Уидроу-Хоффа [10-12] в форме

$$w(k+1) = w(k) + \frac{y(k+1) - w^T(k)\mu(x(k+1))}{\|\mu(x(k+1))\|^2} \mu(x(k+1)), \quad (2)$$

где

$\mu(x(k+1)) = (\mu_{11}(x_1(k+1)), \dots, \mu_{h1}(x_1(k+1)), \dots, \mu_{h2}(x_2(k+1)), \dots, \mu_{ji}(x_i(k+1)), \dots, \mu_{hn}(x_n(k+1)))^T$, $w(k) = (w_{11}(k), \dots, w_{h1}(k), \dots, w_{h2}(k), \dots, w_{ji}(k), \dots, w_{hn}(k))^T$ – $(hn) \times 1$ -векторы, образованные соответствующими переменными, и его экспоненциально взвешенная модификация

$$\begin{cases} w(k+1) = w(k) + r^{-1}(k+1)(y(k+1) - w^T(k)\mu(x(k+1)))\mu(x(k+1)), \\ r(k+1) = \alpha r(k) + \|\mu(x(k+1))\|^2, 0 \leq \alpha \leq 1, \end{cases} \quad (3)$$

обладающая как фильтрующими, так и сглаживающими свойствами.

Если же обучающая выборка задана априори, настройка может производиться в пакетном режиме за одну эпоху с помощью обычного метода наименьших квадратов.

Далее нео-фаззи-нейрон используется нами в качестве строительного блока для, так называемой, нео-фаззи-нейронной сети.

Нео-фаззи-нейронная сеть и самоорганизация её архитектуры при помощи МГУА. Нео-фаззи-нейронная сеть – это многослойная архитектура с прямым распространением сигнала, состоящая из нео-фаззи-нейронов. Трёхслойная нео-фаззи-нейронная сеть [13] с n входами и m выходами представлена на рис. 4.

Предлагаемая архитектура структурно полностью совпадает с архитектурой трёхслойного персептрона за исключением того, что в ней в качестве узлов используются нео-фаззи-нейроны вместо элементарных персептронов Розенблатта. Использование нео-фаззи-нейронов наряду с применением МГУА для синтеза архитектуры сети позволяет избежать применения методов, основанных на обратном распространении ошибки (как в случае с многослойным персептроном), которые, как известно, являются весьма сложными с вычислительной точки зрения и влекут за собой существенные временные затраты на настройку весовых коэффициентов сети.

В случае, если используются двухвходовые нео-фаззи-нейроны, традиционный МГУА может быть применён для синтеза оптимальной архитектуры нео-фаззи-нейронной-сети.

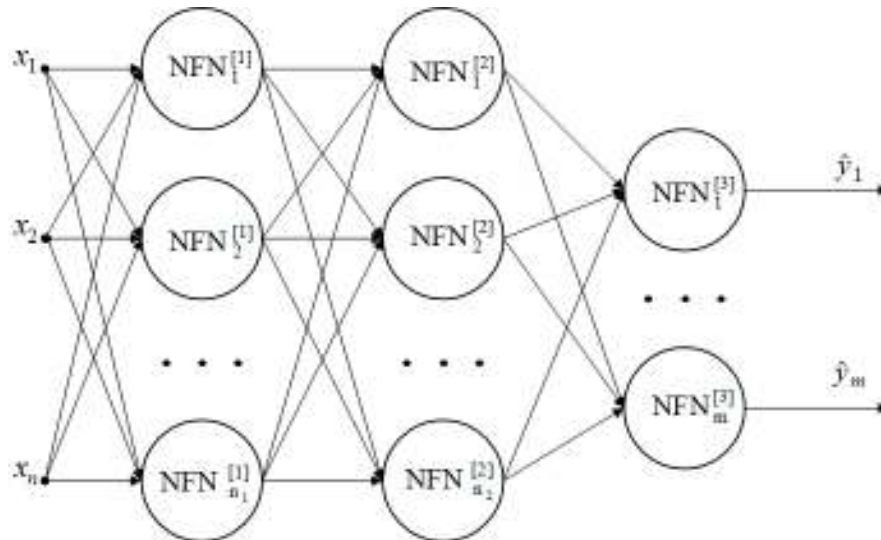


Рисунок 4 - Нео-фаззи-нейронная сеть

Основная идея МГУА-алгоритма лежит в последовательном наращивании слоёв в сети до того момента, пока внешний критерий не начинает возрастать [14-18]. Пошагово процедура выглядит следующим образом:

1) формирование пар выходов нео-фаззи-нейронов текущего слоя (на первом этапе используется множество входных сигналов). Каждая полученная пара сигналов подаётся на вход соответствующему нео-фаззи-нейрону;

2) настройка весовых коэффициентов каждого нео-фаззи-нейрона, используя обучающую выборку;

3) вычисление внешнего критерия для каждого нео-фаззи-нейрона, используя тестовую выборку:

$$\varepsilon_p^{[s]} = \frac{1}{N_{nep}} \sum_{i=1}^{N_{nep}} (y(i) - \mathfrak{E}_p^{[s]}(i))^2, \quad (4)$$

где N_{nep} - размер тестовой выборки, s - номер слоя, p - номер нейрона в текущем слое $p = \overline{1, n_s}$, $\mathfrak{E}_p^{[s]}(i)$ - выходной сигнал p -го нейрона s -го слоя полученный в результате подачи на вход сети i -го входного вектора;

4) нахождение минимального значения внешнего критерия, принимая во внимание все нео-фаззи-нейроны текущего слоя:

$$\varepsilon^{[s]} = \min_p \varepsilon_p^{[s]};$$

5) проверка условия

$$\varepsilon^{[s]} > \varepsilon^{[s-1]}, \quad (5)$$

где $\varepsilon^{[s]}, \varepsilon^{[s-1]}$ - минимальные значения внешнего критерия для s -го и $(s-1)$ -го слоёв соответственно. В случае, если условие (5) выполняется, то необходимо вернуться к предыдущему слою и оставить один единственный нео-фаззи-нейрон с минимальным внешним критерием (4), удалив при этом все остальные. Выход этого нейрона будет считаться выходом сети. В противоположном случае, необходимо выбрать F «лучших» нейронов с минимальными значениями критерия (4) и вернуться к шагу 1 для добавления следующего слоя нейронов;

6) определение окончательной структуры нейронной сети, последовательно продвигаясь от выходного нео-фаззи-нейрона ко входному слою, сохраняя нейроны, выходы которых используются в следующих слоях, и удаляя остальные.

После окончания работы алгоритма МГУА мы получаем оптимальную архитектуру нео-фаззи-нейронной сети для решения данной конкретной задачи. Несложно заметить, что результатом является не только оптимальная архитектура, но и обученная нейронная сеть в целом, способная обрабатывать новые входные данные. Одним из наиболее важных преимуществ использования МГУА для синтеза нео-фаззи-архитектуры является возможность использования простых и высокоскоростных процедур обучения для настройки весовых коэффициентов нео-фаззи-нейронов, поскольку обучение сети происходит слой за слоем.

Имитационное моделирование. Мы применили предложенную нео-фаззи-нейронную сеть, синтезированную при помощи МГУА, для решения стандартной задачи классификации рака молочной железы. Использовалась выборка, содержащая 699 примеров (<ftp://ftp.cs.wisc.edu/math-prog/cpo-dataset/machine-learn/cancer/cancer1/datacum>). 16 примеров из этой выборки содержали пропущенные значения, поэтому были удалены из исходного множества. Оставшиеся 683 примера были разделены на обучающую (70% - 478 примеров) и тестовую (30% - 205 примеров) выборки.

Каждый пример содержал 9 параметров – показания медицинских анализов и один целевой атрибут, определяющий характер опухоли – доброкачественная или злокачественная. Формально задача ставилась следующим образом: синтезировать и

обучить нейро-фаззи нейронную сеть, которая бы, используя показания медицинских анализов, смогла ставить диагноз о характере заболевания. Все данные из выборки были нормализованы на интервал $[-1; 1]$.

Для сравнения подобная задача решалась при помощи трёхслойной нео-фаззи-нейронной сети с полной архитектурой: 9 нео-фаззи-нейронов в первом слое, 3 – во втором и 1 выходной. Полученные результаты классификации приводятся в таблице 1.

Когда выходной сигнал находится в пределах $[0.3; 0.7]$, вероятность правильной классификации уменьшается, поэтому количество таких случаев также учитывалось при анализе результатов. Классифицированные таким образом примеры помечались, как «вне зоны доверия», и статистика по ним также приведена в таблице 1.

Таблица 1

Сравнительные результаты классификации

Архитектура ИНС	Точность на обуч. выборке / примеры «вне зоны доверия»	Точность на тест. выборке / примеры «вне зоны доверия»
Нео-фаззи- нейронная сеть синтезированная МГУА	99,8% / 1	98% / 4
Полная нео- фаззи-нейронная сеть	98% / 3	94% / 15

Как видно из результатов, нео-фаззи-нейронная сеть, синтезированная при помощи МГУА, позволяет добиться достаточно высокого качества классификации и существенно улучшить результаты по сравнению с полной архитектурой, особенно на тестовой выборке. Это можно объяснить тем, что полная архитектура, очевидно, является более сложной моделью, а, как известно, излишняя сложность модели может привести к потере обобщающих свойств, а, следовательно, и понижению качества классификации. МГУА позволяет синтезировать оптимальную структуру сети, в которой игнорируются входы, не вносящие существенного вклада в

получение правильного выходного сигнала. На рис. 5 показана структура нео-фаззи-нейронной сети, синтезированная при помощи МГУА. Легко заметить, что она значительно проще, чем полная сеть, однако при этом позволяет добиться более высоких результатов.

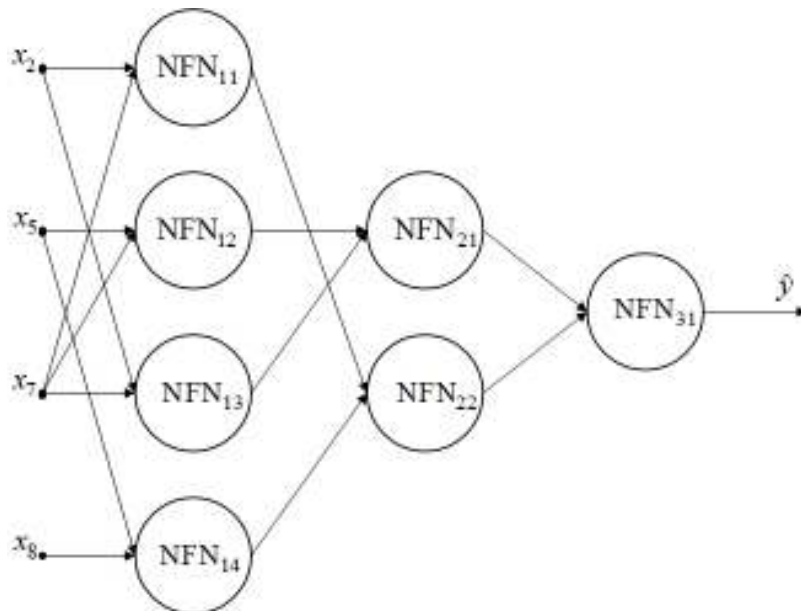


Рисунок 5 - Нео-фаззи-нейронная сеть, синтезированная при помощи МГУА

Выводы. В статье рассмотрен способ автоматизированного синтеза оптимальной архитектуры нео-фаззи-нейронной сети, основанный на методе группового учёта аргументов. Теоретические обоснования и результаты экспериментов подтверждают эффективность развиваемого подхода к структурной самоорганизации нео-фаззи-нейронной сети.

ЛИТЕРАТУРА

1. Cichocki A., Unbehauen R. Neural Networks for Optimization and Signal Processing. – Stuttgart: Teubner, 1993.
2. Haykin S. Neural Networks. A Comprehensive Foundation. – Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 1999. – 864 p.
3. Bodyanskiy Ye., Zaychenko Yu., Pavlikovskaya E., Samarina M., Viktorov Ye. The neo-fuzzy neural network structure optimization using the GMDH for the solving forecasting and classification problems // Proc. 3rd International Workshop on Inductive Modeling, Poland, Krynica. – 2009. – CD. – P. 77-89.

4. Jang Jr. S. R., Sun C. T., Mizutani E. Neuro-Fuzzy and Soft Computing. A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence. – N.J.: Prentice Hall, 1997. – 614 p.
5. Yamakawa T., Uchino E., Miki T., Kusanagi H. A neo fuzzy neuron and its applications to system identification and prediction of the system behavior // Proc. 2-nd Int. Conf. on Fuzzy Logic and Neural Networks “IIZUKA-92”. Iizuka, Japan. – 1992. – P. 477–483.
6. Uchino E., Yamakawa T. Soft computing based signal prediction, restoration and filtering // Intelligent Hybrid Systems: Fuzzy Logic, Neural Networks and Genetic Algorithms. Ed. Da Ruan. – Boston: Kluwer Academic Publisher. – 1997. – P. 331–349.
7. Miki T., Yamakawa T. Analog implementation of neo-fuzzy neuron and its on-board learning // Computational Intelligence and Applications. Ed. N. E. Mastorakis. – Piraeus: WSES Press. – 1999. – P. 144–149.
8. Bodyanskiy Ye., Kokshenev I., Kolodyazhniy V. An adaptive learning algorithm for a neo-fuzzy neuron // Proc. 3rd Int. Conf. of European Union Soc. for Fuzzy Logic and Technology (EUSFLAT 2003). – Zittau, Germany. – 2003. – P. 375–379.
9. Kolodyazhniy V., Bodyanskiy Ye., Otto P. Universal approximator employing neo-fuzzy neurons // In “Computational Intelligence: Theory and Applications.” Ed. by B. Reusch. – Berlin-Heidelberg: Springer. – 2005. – P. 631–640.
10. Kaczmarz S. Angenaehernte Ausloesung von Systemen Linearer Gleichungen // Bull. Int. Acad. Polon. Sci. – 1937. – Let. A. – S. 355–357.
11. Kaczmarz S. Approximate solution of systems of linear equations // Int. J. Control. – 1993. – 53. – P. 1269–1271.
12. Widrow B., Hoff Jr. M. E. Adaptive switching circuits // 1960 IRE WESCON Convention Record. – N.Y.: IRE. – 1960. – Part 4. – P. 96–104.
13. Bodyanskiy Ye., Kolodyazhniy V. Adaptive nonlinear control using neo-fuzzy model / Eds. by O. Sawodny, P. Scharff “Synergies between Information Processing and Automation”. – Aachen: Shaker Verlag, 2004. – P. 122–127.

14. Zaychenko Yu. The fuzzy group method of data handling and its application for economical processes forecasting // Scientific Inquiry. - 2006. – 7. - №1. – P. 83-96.
15. Zaychenko Yu. Fuzzy method of inductive modeling in problems of macroeconomic indexes forecasting // System Researches and Informational Technologies. - 2003. - №3. - P. 25-45.
16. Zaychenko Yu. P., Zayetz I.O. The synthesis and adaptation of fuzzy forecasting model based of self-organization method // Science News of NTUU “KPI”. - 2001. - 2.
17. Zaychenko Yu. P., Zayetz I.O. Research of different types of partial descriptions in problems of synthesis of fuzzy forecasting models // Science Works of Donetsk NTU. – 2005. – 47. – P. 341-349.
18. Zaychenko Yu. P. Comparative analysis of forecasting models built using distinct and fuzzy GMDH with different algorithms of fuzzy forecasting models generation // Materials of international seminar of inductive modeling IWIM 2005. – 2005.

Получено 25.09.2009г.

УДК 004.93

А.М. Ахметшин, Л.Г. Ахметшина, И.М. Мацюк
**ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫЙ МЕТОД
РЕЗОНАНСНО-ПРОСТРАНСТВЕННОГО ОТОБРАЖЕНИЯ
СЛАБОКОНТРАСТНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ**

Аннотация. Предложен новый метод обработки изображений, который обеспечивает возможность получения высокой детализации и чувствительности визуального анализа слабоконтрастных областей на неоднородном фоне по сравнению с традиционными методами обработки.

Ключевые слова: слабоконтрастные изображения, мультиспектральные изображения, чувствительность визуального анализа, оконные преобразования, резонансно-пространственное отображение

Постановка проблемы. Возросшая мощность современных компьютеров позволяет эффективно использовать данные, представленные в виде изображений, а расширяющаяся сфера их применения требует необходимости создания новых подходов и технологий обработки. Многоплановость и разнообразие решаемых задач обуславливает отсутствие универсального подхода, несмотря на то, что некоторые стандартные методы и специализированные методики применяются практически во всех технических приложениях.

Разработка методов обработки изображений требует учета специфики зрительной системы человека. Неудовлетворительное психофизиологическое визуальное восприятие плавных слабоконтрастных перепадов яркости на неоднородном фоне связано с действием следующих законов:

1. не воспринимаются перепады яркости, меньшие отношения Вебера ($\approx 2\%$ среднем диапазоне яркостей);
2. отклик зрительной системы близок к логарифмическому закону, и обладает меньшей чувствительностью восприятия в области низких и высоких частот, по сравнению с чувствительностью на средних частотах;

3. малый диапазон одновременно различаемых уровней яркостей (всего 10-20), по сравнению со всем возможно воспринимаемым диапазоном.

В связи с вышеперечисленным, на первый план выдвигается необходимость разработки математических методов обработки изображений, обеспечивающих перераспределение уровней яркостей для возможности выявления аномалий, «объектов интереса» человеком, осуществляющим их анализ.

В работе [1] был разработан интерференционный метод повышения визуального качества слабоконтрастных изображений $I(x, y)$, который использовал модуляционно-яркостное преобразование вида

$$\bar{A}(x, y) = \exp[j\pi I(x, y) / \lambda] = \operatorname{Re}\{\bar{A}(x, y)\} + j \operatorname{Im}\{\bar{A}(x, y)\} \quad (1)$$

где λ – длина волны виртуального когерентного оптического излучения. Особенностью данного подхода является переход в комплексную плоскость, позволяющий перейти от «яркостной модуляции» анализируемого выражения к его «фазовой (угловой) модуляции», что открывает возможность проведения аналогий с наиболее чувствительными методами оптических измерений – интерферометрия, эллипсометрия, голография [2].

В работе [3] был предложен метод резонансно-пространственного отображения (МРПО) для анализа слабоконтрастных изображений, направленный на решение двух, частично взаимоисключающих задач:

- 1) высокая чувствительность к обнаружению и сегментации малоразмерных аномальных низкоконтрастных участков;
- 2) стабильность к влиянию структурных шумов.

Задача выделения слабоконтрастных объектов неизвестной формы и местоположения на фоне измерительных и структурных помех возможна на основе использования нескольких, различных по своей сущности, методов анализа.

Целью работы является демонстрация информационных возможностей нового высокочувствительного метода, сочетающего стабильность, свойственную МРПО, с высокой и управляемой чувствительностью, свойственной интерференционным методам измерений.

Основная часть. Новый метод может быть применен для анализа обычных 2-D, цветных и мультиспектральных слабоконтрастных изображений. В последнем случае анализируемый ансамбль должен быть сжат до трех изображений, например, на основе применения метода главных компонент [4]. Пояснение сущности и особенностей применения метода, с физической точки зрения, наиболее целесообразно провести на примере цветного (трехпараметрового) изображения. В этом случае, при решении задачи можно использовать прямую виртуальную аналогию с теорией слоистых структур.

Коэффициент отражения однослойной структуры толщиной d для оптического излучения с длиной волны λ характеризуется выражением [5]

$$R(\lambda) = \frac{R_{01} + R_{12} \exp(j2\pi d \sqrt{\varepsilon_1} / \lambda)}{1 + R_{01} R_{12} \exp(j2\pi d \sqrt{\varepsilon_1} / \lambda)}, \quad (2)$$

где R_{ij} – коэффициенты Френеля, характеризуемые соотношениями трех значений диэлектрических проницаемостей ε_i ($i = 0, 1, 2$), например,

$$R_{01} = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_1}{\varepsilon_0 + \varepsilon_1}, \quad (3)$$

в предположении, что ε_i не зависит от значения λ .

При рассмотрении выражения (2) с позиции теории цифровой фильтрации [6] (λ изменяется дискретно), можно заключить, что оно представляет собой передаточную (т.е. комплексную) функцию рекурсивного цифрового фильтра. Как известно [5], его резонансные свойства обусловлены интерференцией переотраженных волн. Наличие экспоненциального члена в выражении (2), с математической точки зрения, совпадает с модуляционно-яркостным преобразованием (1) и позволяет провести виртуальную аналогию между новым методом и теорией слоистых структур.

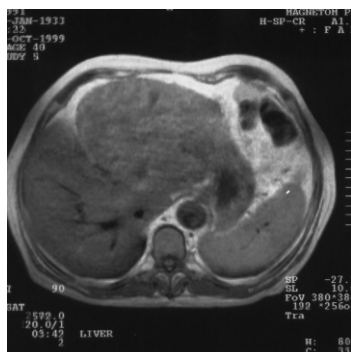
Обозначим компоненты RGB изображения через I_1 , I_2 и I_3 . Производя замену $R_{01} = I_1$, $R_{12} = I_2$, $d\sqrt{\varepsilon_1} = I_3$ можно синтезировать новое изображение с использованием выражения

$$R_1(\lambda) = \frac{I_1 + I_2 \exp(j2\pi I_3 / \lambda)}{1 + I_1 I_2 \exp(j2\pi I_3 / \lambda)}, \quad (4)$$

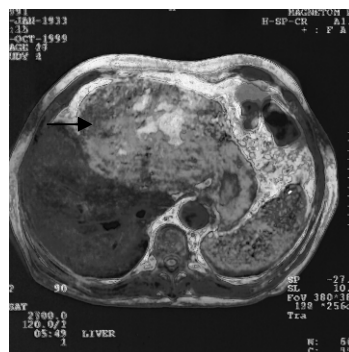
для которого перечисленные выше особенности обуславливают название «интерференционное резонансно-пространственное отображение».

Использование различной последовательности с ансамбле I_i -х изображений позволяет получить три варианта значений $R_i(\lambda)$, что открывает возможность синтеза нового цветного изображения на их основе. Эксперименты показали, что значение параметра преобразования λ определяется соотношением $\lambda \approx 1.1(I_{\max} - I_{\min})$, где $I_{\max}, I_{\min}$ максимальное и минимальное значения яркостей в зоне возможного интереса, однако возможен и адаптивный вариант выбора λ при использовании методов «оконной» обработки [7].

На рис. 1 представлен результат обработки трехпараметрового ЯМР изображения на основе нового метода. Из рассмотрения рис. 1 а и рис. 1 б видно, что он позволил выделить невидимые на исходных изображениях области интереса (например, стрелкой отмечена патология печени).



а



б

Рисунок 1 - ЯМР медицинское изображение: а – оригинал; б – синтез $|R(\lambda = 0.27)|$ (оба изображения цветные и конвертированы к градациям серого)

Сложность применения нового метода для обработки практически важных 2-D слабоконтрастных изображений заключается в том, что из исходного изображения необходимо синтезировать три. Для решения этой задачи возможны различные подходы, нами был использован метод, впервые предложенный в [8] и заключающийся в следующем.

При использовании модуляционного преобразования (1), синтезированное изображение $A(x, y)$ для достаточно малого значения λ можно представить в виде аналога двумерной проекции трехмерного векторного поля A , что позволяет естественным способом ввести и векторное поле его ротора [9]

$$\text{rot } \mathbf{R} = \left(\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right) \mathbf{i} + \left(\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \mathbf{j} + \left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right) \mathbf{k}. \quad (5)$$

Выражение (5) является справедливым, если частные производные $A(x, y)$ являются непрерывными, что, безусловно, выполняется для классов изображений, являющихся предметом исследования. Поскольку компонента A_z является неизвестной, то в выражении (5) может быть определена лишь третья компонента $\text{rot } \mathbf{R}$

$$A_z(x, y) = R_z = \left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right), \quad (6)$$

которую можно рассматривать в качестве дополнительного информативного параметра, ортогонального составляющим R_x и R_y . Таким образом, мы получаем три необходимые ортогональные компоненты, которые можно использовать для компьютерного синтеза в рамках описанного метода.

Сопоставление результатов обработки маммограммы (рис. 2 а) известными и широко распространенными методами эквализации гистограмм и градиентного отображения (рис. 2 б и в, соответственно) и новым методом (рис. 2 г) демонстрирует более высокую чувствительность последнего к выделению и детализации слабоконтрастных участков. В данном случае в качестве значения I_3 в выражении (4) рассматривался модуль $A_z(x, y)$.

На рис. 3 а приведено оптическое микроскопическое изображение, которое можно отнести к разряду фазоконтрастных из-за крайне незначительного перепада диапазона яркостей. Новый метод позволил повысить качество и чувствительность визуального анализа.

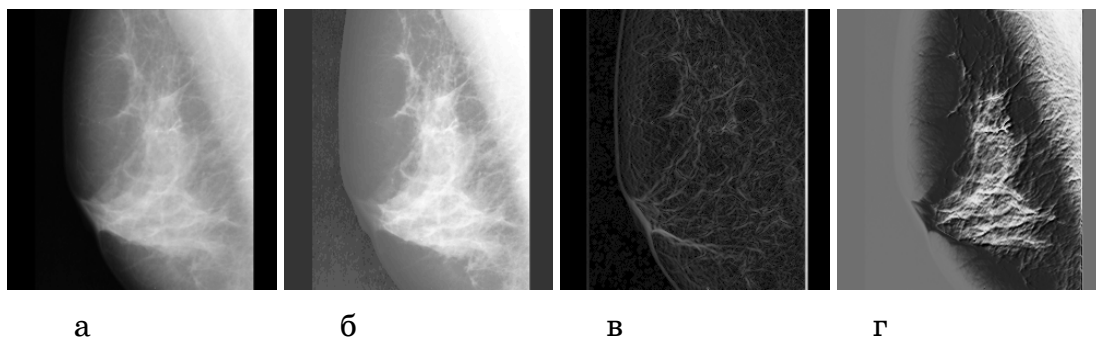


Рисунок 2 - Обработка маммограммы: а – оригинал; б – метод эквализации гистограммы; в – модуль градиента; г – модуль $|R(\lambda = 0.67)|$

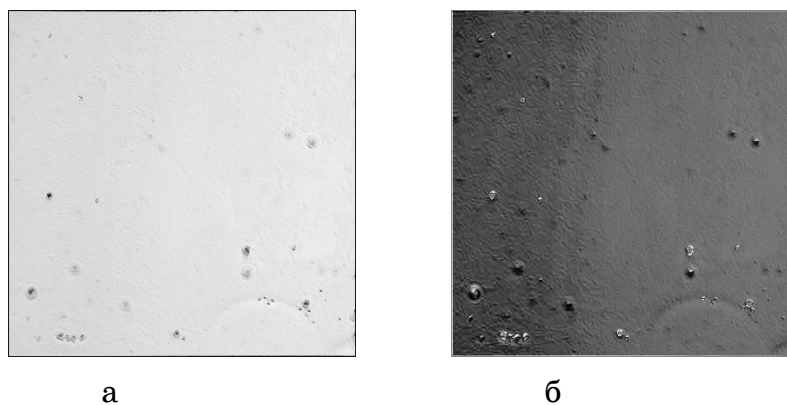


Рисунок 3 - Оптическое микробиологическое изображение: а – оригинал; б – результат синтеза $|R(\lambda = 0.67)|$

Выводы

1. Базируясь на проведении аналогии коэффициента отражения слоистой структуры с многопараметровым изображением и используя модуляционное преобразование для перехода в плоскость комплексных яркостей, возможна реализация интерференционного метода резонансно-пространственного отображения на основе математической модели виртуального рекурсивного цифрового фильтра.

2. Предложенный вариант интерференционного МРПО обеспечивает более высокую детализацию и чувствительность визуального анализа по сравнению с традиционными методами обработки слабоконтрастных изображений.

3. Новый интерференционный вариант МРПО может быть применен к анализу как обычных, так и многопараметровых

изображений и имеет потенциал дальнейшего увеличения его информативных возможностей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ахметшина Л.Г. Информационные возможности модуляционного преобразования при сегментации мультиспектральных изображений // Системні технології. – 2004. – № 6. – С. 122-127.
2. Афанасьев В.А. Оптические измерения. – М.: Высшая школа, 1988. – 228 с.
3. Ахметшин А.М., Ахметшина Л.Г. Повышение чувствительности анализа низкоконтрастных изображений на основе метода резонансно-пространственного отображения // Вестник ХГТУ. 2003. – №19. – С. 14- 17.
4. Форсайт Д., Понс Ж. Компьютерное зрение: современный подход. – М.;– С.-П.; – К: Вильямс, 2004. – 926 с.
5. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах.– М.: Наука, 1973. – 343 с.
6. Кулханек О. Введение в цифровую фильтрацию в геофизике / Кулханек О.; [пер. с англ. А.А. Богданова]. – М.: Недра, 1981. – 198 с.
7. Ахметшина Л.Г., Ахметшин А.М., Мацюк И.М. Адаптивный интерференционный метод повышения яркостного разрешения низкоконтрастных изображений // Збірник наукових праць Національного гірничого університету. 2007. № 27. – С. 202- 207.
8. Ахметшина Л.Г., Ахметшин А.М., Мацюк И.М. Повышение чувствительности анализа низкоконтрастных изображений на основе комбинации метода модуляционного преобразования и теории векторных полей // Вестник ХГТУ. –2007. –№ 28. – С. 22 - 26.
9. Арнольд В.И. Математические методы классической механики/ – М.: Наука, 1989. – 472 с.

Получено 13.09.2009г.

УДК 519.21:519.24

В.В. Крохин, К.Е. Цыганков

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ МНОЖЕСТВЕННОЙ ЛИНЕЙНОЙ РЕГРЕССИИ ПРИ НАЛИЧИИ ОШИБОК В НЕЗАВИСИМЫХ ПЕРЕМЕННЫХ

Аннотация. Аналитически исследуется качество оценивания параметров множественной линейной регрессии в условиях, когда все переменные наблюдаются с ошибками. Сравниваются два метода оценивания – обычный метод наименьших квадратов (ОМНК) и метод максимального правдоподобия (ОМП). Исследование эффективности этих методов для ограниченных объёмов выборки проводится методом имитационного моделирования с помощью оригинальной программы, разработанной в среде МАТЛАБ. На основе данных имитационного моделирования сделан вывод, что при малых объёмах выборки (менее 50 элементов), несмещённые ОМП не имеют преимущества, так как смещение ОМНК компенсируется существенно меньшей выборочной изменчивостью.

Ключевые слова: множественная линейная регрессия, модель с ошибками в переменных, методы оценивания, ограниченный объём выборки, имитационное моделирование.

Введение. Регрессионный анализ является важным инструментом обработки данных экспериментальных исследований. В большинстве случаев применяют классическую модель линейной регрессии Гаусса – Маркова. Однако часто она не является адекватной. В большинстве случаев переменные содержат ошибки, которые не учитываются в классической модели линейной регрессии. При наличии ошибок в независимых переменных наиболее распространённые на практике оценки метода наименьших квадратов (ОМНК) теряют свои оптимальные свойства, в частности, становятся смещёнными и несостоятельными [1, 2, 5]. Однако до настоящего времени недостаточно исследован вопрос, насколько существенной может быть потеря эффективности ОМНК. Очевидно, не существует универсальных аналитических методов для решения данного вопроса, особенно при ограниченных объёмах выборки.

Постановка задачи. В настоящей работе ставится задача исследовать особенности оценивания параметров модели линейной

© Крохин В.В., Цыганков К.Е., 2009

регрессии с ошибками в переменных. В частности изучить поведение ОМНК для такой модели, а также рассмотреть альтернативные по отношению к ОМНК методы оценивания.

Исследование качества оценивания моделей с ошибками в переменных для ограниченных объёмов выборки проводится с помощью имитационного моделирования.

Рассмотрим следующую модель. Пусть

$$Y = \xi\beta + u, \quad (1)$$

где Y — $n \times 1$ вектор значений зависимой переменной, ξ — $n \times m$ матрица истинных значений независимых переменных, которые, однако, недоступны для наблюдения, β — $(m+1) \times 1$ вектор параметров подлежащих оцениванию и u — $n \times 1$ вектор возмущений (который часто называют ошибками модели).

Вместо истинных значений независимых переменных ξ , доступными для наблюдения являются переменные

$$X = \xi + \varepsilon, \quad (2)$$

где ε представляет матрицу ошибок в независимых переменных.

Целью настоящей работы является изучение свойств стандартных оценок наименьших квадратов (ОМНК) параметров β для модели (1) и (2)

$$\tilde{\beta} = (X'X)^{-1} X'Y, \quad (3)$$

а также рассмотрение альтернативных оценок

Подставив (2) в (1) получим:

$$Y = X\beta - \varepsilon\beta + u. \quad (4)$$

Применив метод наименьших квадратов для модели (4) получим:

$$\tilde{\beta} = \beta + (X'X)^{-1} (\xi'u + \varepsilon'u - \xi'\varepsilon\beta - \varepsilon'\varepsilon\beta). \quad (5)$$

Рассмотрим асимптотическое поведение оценки (5):

$$p \lim_{n \rightarrow \infty} \tilde{\beta} = \beta + p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} X'X \right)^{-1} \times \\ \left\{ p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} \xi'u \right) + p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} \varepsilon'u \right) - p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} \xi'\varepsilon\beta \right) - p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} \varepsilon'\varepsilon\beta \right) \right\} \quad (6)$$

Обозначим $p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} X'X \right) = \Sigma_{XX}$, $p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} \varepsilon'\varepsilon \right) = \Sigma_{\varepsilon\varepsilon}$, и предположим, что:

$$p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} \varepsilon'u \right) = 0 \text{ и } p \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{n} \varepsilon \right) = 0.$$

Предположим также, что матрицы Σ_{XX} и $\Sigma_{\varepsilon\varepsilon}$ являются невырожденными.

Тогда получим:

$$p \lim \tilde{\beta} = \beta - \Sigma_{XX}^{-1} \Sigma_{\varepsilon\varepsilon} \beta. \quad (7)$$

Следовательно, оценки наименьших квадратов для модели с ошибками в переменных (1ч2) являются несостоятельными. Можно также показать, что эти оценки являются асимптотически смещёнными [1,2].

Из равенства (8) следует, что:

$$\|p \lim \tilde{\beta} - \beta\| \leq \|\Sigma_{XX}^{-1} \Sigma_{\varepsilon\varepsilon}\| \times \|\beta\|.$$

Откуда

$$\frac{\|\beta - p \lim \tilde{\beta}\|}{\|\beta\|} \leq \|\Sigma_{XX}^{-1}\| \times \|\Sigma_{\varepsilon\varepsilon}\| \quad (8)$$

(здесь символ $\|\cdot\|$ обозначает квадратичную норму).

Пусть $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_k$ собственные значения матрицы Σ_{XX} . Если $E[uu'] = \sigma_u^2 I$, тогда $\Sigma_{\varepsilon\varepsilon}$ является диагональной матрицей. Пусть σ_j^2 - дисперсия j -й независимой переменной. Обозначим

$$\sigma_{\max}^2 = \max(\sigma_1^2, \sigma_2^2, \dots, \sigma_k^2).$$

Тогда из (14) следует, что:

$$\frac{\|\beta - p \lim \tilde{\beta}\|}{\|\beta\|} \leq \frac{\sigma_{\max}^2}{\lambda_k}. \quad (9)$$

Таким образом, верхняя граница асимптотического смещения оценок наименьших квадратов (3) для модели с ошибками в переменных (1ч2) будет большей, если матрица XX' будет близка к вырожденной (λ_m мало) и (или) дисперсии ошибок в независимых переменных велики.

Ограничение приведенных выше асимптотических результатов заключается в том, что они выражены в виде среднеквадратического расстояния между вектором оценок и вектором истинных значений параметров. Получить выражения для оценки каждого отдельного коэффициента можно с помощью метода возмущений [2]. В методе возмущений ошибки в оценивании коэффициентов регрессии исследуются численно, посредством анализа изменений,

возникающих в результате возмущений вносимых в один из столбцов матрицы X .

Оценки наименьших квадратов через истинные значения независимых переменных обозначим $\hat{\beta}$, то есть

$$\hat{\beta} = (\xi' \xi)^{-1} \xi' Y. \quad (10)$$

Однако на практике мы можем вычислить только лишь $\tilde{\beta} = (X'X)^{-1} X'Y$.

Можно показать, что соотношение, связывающее $\tilde{\beta}$ и $\hat{\beta}$, имеет вид [2]:

$$\hat{\beta} = \tilde{\beta} + (X'X)^{-1} X' \varepsilon \tilde{\beta} - (X'X)^{-1} \varepsilon \tilde{u} + o(\|\varepsilon\|^2). \quad (11)$$

Чтобы определить, как влияет возмущение одной из независимых переменных на качество оценивания всех коэффициентов в линейной модели регрессии, представим матрицу ошибок в наблюдаемых значениях независимых переменных ε в следующем виде:

$$\varepsilon = \sum_{j=1}^m \varepsilon_j \gamma'_j, \quad (12)$$

где ε_j обозначает j -й столбец матрицы ошибок размерностью $[n \times 1]$, а γ'_j обозначает j -й единичный вектор-строку размерностью $[1 \times m]$.

Подставляя (12) в (11) и пренебрегая членами порядка $\|\varepsilon^2\|$ и выше, получаем

$$\hat{\beta} = \tilde{\beta} + (X'X)^{-1} X' \left(\sum_{j=1}^m \varepsilon_j \gamma'_j \right) \tilde{\beta} - (X'X)^{-1} \left(\sum_{j=1}^m \gamma_j \varepsilon'_j \right) \tilde{u}. \quad (13)$$

Теперь можно проанализировать, как влияют ошибки в каждой из независимых переменных на качество оценивания коэффициентов линейной регрессии.

Пусть только переменная j наблюдается с ошибками. В этом случае матрица ошибок ε будет иметь вид

$$\varepsilon = \varepsilon_j \gamma'_j. \quad (14)$$

Подставляя (14) в (13) и пренебрегая членами порядка $\|\varepsilon^2\|$ и выше, имеем

$$\hat{\beta} = \tilde{\beta} + (X'X)^{-1} X' \varepsilon_j \gamma'_j \tilde{\beta} - (X'X)^{-1} \gamma_j \varepsilon'_j \tilde{u}. \quad (15)$$

Откуда, после несложных преобразований, находим

$$\left| \hat{\beta}_i - \tilde{\beta}_i \right| \leq \left\| \tilde{\beta}_j \gamma'_i (X'X)^{-1} X' - \gamma'_i (X'X)^{-1} \gamma_j \tilde{u}' \right\| \times \left\| \varepsilon_j \right\|. \quad (16)$$

Обозначим

$$f_{ij} = \left\| \tilde{\beta}_j \gamma'_i (X'X)^{-1} X' - \gamma'_i (X'X)^{-1} \gamma_j \tilde{u}' \right\|. \quad (17)$$

Тогда

$$\left| \hat{\beta}_i - \tilde{\beta}_i \right| \leq f_{ij} \left\| \varepsilon_j \right\|. \quad (18)$$

Соотношение (18) дает возможность установить верхнюю границу относительного расхождения между ОМНК, вычисленных с использованием данных содержащих ошибки и ОМНК вычисленных по данным без ошибок:

$$\frac{\left| \tilde{\beta}_i - \hat{\beta}_i \right|}{\left| \tilde{\beta}_i \right|} \leq \frac{f_{ij} \left\| \varepsilon_j \right\|}{\left| \tilde{\beta}_i \right|}. \quad (19)$$

Имеет место следующее соотношение [2]:

$$f_{ij}^2 = \tilde{\beta}_j^2 c_{ij} + \left(\sum_{l=1}^n \tilde{u}_l^2 \right) c_{ij}, \quad (20)$$

где $c_{ij} = \gamma'_i (X'X)^{-1} \gamma_j$ и $\tilde{u} = Y - X\tilde{\beta} = [I - X(X'X)^{-1} X']Y$.

Принимая во внимание, что $\left\| \varepsilon_j \right\|$ есть дисперсия ошибок в независимой переменной X_j и обозначая эту дисперсию символом σ_j^2 , мы можем написать, учитывая представление (17) для f_{ij} :

$$\frac{\left| \tilde{\beta}_i - \hat{\beta}_i \right|}{\left| \tilde{\beta}_i \right|} \leq \frac{f_{ij} \sigma_j}{\left| \tilde{\beta}_i \right|} \sqrt{\tilde{\beta}_j^2 c_{ij} + c_{ij}^2 \sum_{l=1}^n \tilde{u}_l^2}. \quad (21)$$

Все величины входящие в соотношение в (21) известны (являются наблюдаемыми) за исключением дисперсии ошибки σ_j^2 . Однако эта дисперсия в некоторых случаях может быть оценена, исходя из априорной информации или на основании предварительного анализа исходных данных. Как, например, в экспериментах, в которых можно многократно получать значения независимых переменных в одних и тех же условиях.

Важный вывод, который позволяет сделать соотношение (21) заключается в следующем. Наличие ошибок всего лишь в одной независимой переменной приводит к изменению оценок всех коэффициентов, а не только коэффициента при неизвестной, наблюдаемой с ошибкой. То есть появляется различие между всеми

элементами векторов $\tilde{\beta}$ и $\hat{\beta}$. Имея в виду, что $\hat{\beta}$ являются единственными наилучшими линейными несмещенными оценками (НЛНО) для модели (1ч2), то оценки $\tilde{\beta}$ являются смещенными, причем смещение возникает, даже если только одна из независимых переменных наблюдается с ошибками.

В качестве альтернативных по отношению к ОМНК рассмотрим оценки, базирующиеся на методе максимального правдоподобия. Предположим, что в модели (1ч2) величины ξ , u и ε , являются случайными величинами, совместное распределение которых является многомерным нормальным:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_i' \\ u_i \\ \varepsilon_i \end{bmatrix} \sim \text{NI} \left(\begin{bmatrix} \mu_\xi' \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \Sigma_{\xi\xi} & 0 & 0 \\ 0 & \Sigma_{uu} & \Sigma_{ue} \\ 0 & \Sigma_{eu} & \Sigma_{ee} \end{bmatrix} \right), \quad (22)$$

где μ_ξ — вектор математических ожиданий независимых переменных ξ ; $\Sigma_{\xi\xi}$ — автоковариационная матрица независимых переменных ξ ; Σ_{uu} — автоковариационная матрица ошибок модели u ; Σ_{ue} — взаимная ковариационная матрица между ошибками модели u и ошибками в независимых переменных ε ; Σ_{ee} — автоковариационная матрица ошибок в независимых переменных ε .

Тогда для модели применение метода максимального правдоподобия, дает следующие оценки (будем называть их ОМП) [5]:

$$\hat{\beta} = (\mathbf{M}_{XX} - \mathbf{S}_\varepsilon^2)^{-1} \mathbf{M}_{XY}, \quad (23)$$

где

$$\mathbf{M}_{XX} = \frac{1}{n} \begin{bmatrix} n & \sum_{t=1}^n X_{1t} & \cdots & \sum_{t=1}^n X_{kt} \\ \sum_{t=1}^n X_{2t} & \sum_{t=1}^n X_{1t}^2 & \cdots & \sum_{t=1}^n X_{1t} X_{kt} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{t=1}^n X_{kt} & \sum_{t=1}^n X_{1t} X_{kt} & \cdots & \sum_{t=1}^n X_{kt}^2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_{XY} = \begin{bmatrix} \sum_{t=1}^n Y_t \\ \sum_{t=1}^n X_{1t} Y_t \\ \vdots \\ \sum_{t=1}^n X_{kt} Y_t \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{S}_\varepsilon^2 = \text{diag}(S_{\varepsilon_1}^2, S_{\varepsilon_2}^2, \dots, S_{\varepsilon_k}^2).$$

Элементы $(S_{\varepsilon_1}^2, S_{\varepsilon_2}^2, \dots, S_{\varepsilon_k}^2)$ это независимые и несмещённые оценки дисперсий ошибок в независимых переменных $(\sigma_{\varepsilon_1}^2, \sigma_{\varepsilon_2}^2, \dots, \sigma_{\varepsilon_k}^2)$,

распределённые в соответствии с множественным χ^2 распределением со степенями свободы $(n-m-1)$ не зависящим от (Y_i, X_i) для всех i .

Фуллер [5] показал, что оценки (23) является асимптотически несмещенными, однако вопрос о качестве этих оценок при ограниченном объеме выборки остается открытым. Следует отметить, что попытки найти альтернативные по отношению к ОМНК оценки для модели с ошибками в переменных делаются постоянно [3, 4]. Такие альтернативные оценки требуют использования, кроме выборочных данных, дополнительной информации. В частности, оценки, основанные на применении метода максимального правдоподобия (24) используют независимые и несмещенные оценки дисперсий ошибок в независимых переменных. В некоторых случаях такие оценки могут быть получены, исходя из априорных данных о характере независимых переменных, или же в результате предварительного накопления статистической информации [1, 5].

В таких случаях применение оценок (23) является оправданным.

Однако как ведут себя эти оценки при ограниченном объеме выборки и, в частности, насколько велик их сдвиг? Ответ на этот вопрос можно получить с помощью имитационного моделирования. Суть имитационного моделирования заключается в следующем. На компьютере симулируются данные с известными статистическими свойствами в виде множества выборок заданного объема. По каждой выборке проводится вычисления оценок того или иного вида. Для множества оценок вычисляются средние значения и среднеквадратичное отклонение от истинных значений коэффициентов, которые в случае имитационного моделирования являются известными.

Следует отметить, что среднеквадратичное отклонение оценок коэффициентов содержат две составляющие — оценку дисперсии и оценку квадрата смещения так как:

$$\begin{aligned} E\left[(\beta^* - \beta)^2\right] &= E\left[(\beta^* - E\{\beta^*\} + E\{\beta^*\} - \beta)^2\right] = \\ &= E\left[(\beta^* - E\{\beta^*\})^2\right] + [E\{\beta^*\} - \beta]^2 = \sigma_{\beta^*}^2 + \Delta_{\beta^*}^2, \end{aligned} \quad (24)$$

где символ * обозначает одну из возможных оценок.

Таким образом, если множество усреднённых оценок достаточно велико, соответствующие средние значения оказываются близкими к математическому ожиданию и среднеквадратичной погрешности оценки, которая изучается. Для модели множественной регрессии, которая находит наиболее широкое применение на практике, удобнее проводить вычисления в матричной форме. Применение системы МАТЛАБ позволило нам разработать компактную программу имитационного моделирования для исследования качества оценок коэффициентов модели множественной линейной регрессии с ошибками в переменных. Этого удалось достичь, благодаря развитому аппарату для осуществления матричных операций, который составляет ядро системы МАТЛАБ. Программа позволяет легко модифицировать условия по проведению численных экспериментов, благодаря удобному диалоговому интерфейсу, реализованному с помощью оконной графики. С помощью этого интерфейса при запуске программы можно выбрать задать характеристики изучаемой модели регрессии:

- тип независимых переменных (детерминированные или случайные);
- порядок модели (количество независимых переменных);
- величину дисперсий ошибок для зависимой и независимых переменных (в процентах от параметров рассеивания самих переменных).

В диалоговом режиме через оконный интерфейс также задаются параметры численного эксперимента:

- количество выборок, используемых для усреднения;
- диапазон изменения объема выборки;
- шаг изменения объёма выборки.

Программа позволяет исследовать качество оценок двух видов: классических оценок метода наименьших квадратов, и оценок полученных на основе метода наибольшего правдоподобия. Однако легко можно модифицировать данную программу, чтобы обеспечить возможность исследовать и другие методы оценивания.

Программа имеет вполне удовлетворительное быстродействие. На персональном компьютере Compaq nx6110, имеющем процессор CELERON с быстродействием 1,4 ГГц и оперативную память объёмом 500 Мб вычисление среднеарифметических характеристик для 1000

реализаций по выборкам объёмом 20 (20) 200 занимает около 10 секунд и по 10000 реализаций – около минуты.

Программа формирует независимые переменные, возмущает независимые и зависимые переменные. Для значений переменных, включающих ошибки, рассчитывает значения оценок коэффициентов. Полученные по каждой выборке оценки накапливаются, чтобы получить средние характеристики по множеству выборок. Полученные средние характеристики представляются численно в форме таблиц, и графически.

С помощью описанной выше программы был проведен ряд экспериментов по исследованию качества оценок коэффициентов модели множественной регрессии с ошибками в независимых переменных. Ниже приводятся, в качестве иллюстрации, результаты одного из таких экспериментов.

Использовалась модель (1ч2) для $m = 3$. Независимые переменные X_{ij} задавались как случайные величины с нормальным распределением и известным математическим ожиданием и дисперсией. Ошибки ε_{ij} также задавались как нормальные случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, пропорциональной дисперсии X_{ij} с весовым коэффициентом, который может задаваться как начальный параметр численного эксперимента.

Исследования проводились для различных объемов выборки, что позволяет проследить динамику поведения оценок коэффициентов модели. Для каждого фиксированного объема выборки проводилось генерирование большого числа реализаций, задаваемое входным параметром программы *nexp*. Затем вычислялись средние значения оценок наименьших квадратов

$$\bar{\tilde{\beta}}_j = \frac{1}{nexp} \sum_{ii=1}^{nexp} \tilde{\beta}_{j,ii}, \quad j = 0, 1, 2, 3 \quad (25)$$

и оценок максимального правдоподобия

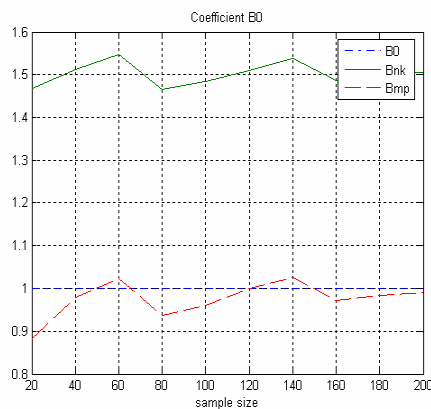
$$\bar{\hat{\beta}}_j = \frac{1}{nexp} \sum_{ii=1}^N \hat{\beta}_{j,ii}, \quad j = 0, 1, 2, 3, \quad (26)$$

а также среднеквадратичные отклонения оценок от истинных значений коэффициентов регрессии

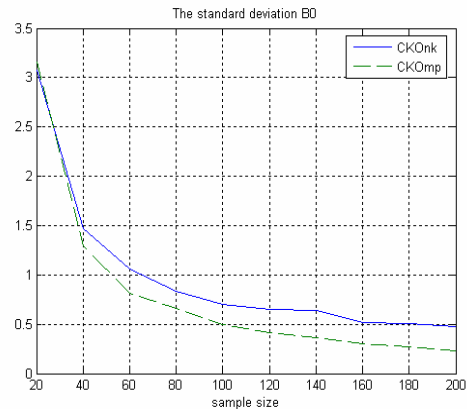
$$CKO(\tilde{\beta}_j) = \frac{1}{nexp} \sum_{ii=1}^{nexp} (\tilde{\beta}_{j,ii} - \beta_j)^2, \quad j = 0, 1, 2, 3 \quad (27)$$

$$CKO(\hat{\beta}_j) = \frac{1}{n \exp} \sum_{ii=1}^N (\hat{\beta}_{j,ii} - \beta_j)^2, \quad j = 0, 1, 2, 3 \quad (28)$$

Данные, относящиеся к каждому коэффициенту, собраны в отдельную таблицу и проиллюстрированы двумя графиками. Первый график показывает поведение среднеарифметических значений оценки, а второй график — поведение СКО (сплошная кривая показывает поведение характеристик ОМНК и пунктирная кривая — поведение характеристик ОМП). В таблицах первая колонка содержит истинное значение коэффициента регрессии, количество выборок, использованных для усреднения (nexp), а также дисперсии ошибок в независимых (sigmaX) и зависимой переменной (sigmaY). Дисперсии задаются пропорционально вариации самих переменных. Вторая колонка показывает объём выборки. В данном эксперименте ошибкам подвергались все независимые переменные.



а)



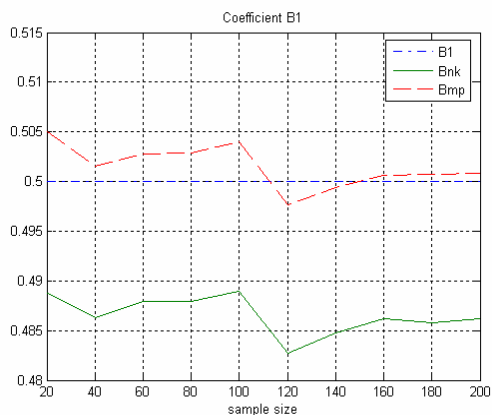
б)

Рисунок 1- Графики значений оценок коэффициента β_0 :

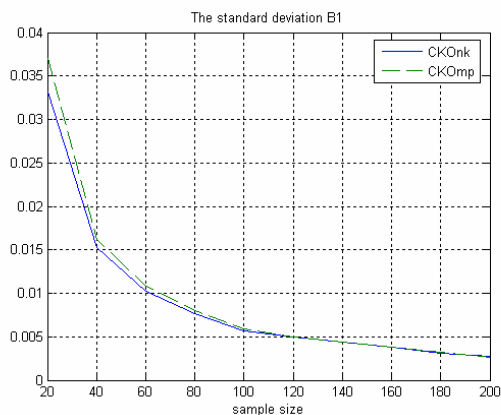
а) среднеарифметических, б) значений СКО

Таблица 1

	n	$\tilde{\beta}_0$	$\hat{\beta}_0$	$CKO_{\tilde{\beta}_0}$	$CKO_{\hat{\beta}_0}$
$\beta_0 = 1$ nexp = 1000 nmin = 20 nmax = 200 stepn = 20 sigmaX = 0.1 sigmaY = 0.1	20	1.4680	0.8821	3.0746e+000	3.1545e+000
	40	1.5115	0.9799	1.4683e+000	1.2910e+000
	60	1.5470	1.0246	1.0632e+000	8.1477e-001
	80	1.4643	0.9362	8.3515e-001	6.5667e-001
	100	1.4838	0.9605	7.0052e-001	5.0069e-001
	120	1.5102	0.9990	6.5400e-001	4.1928e-001
	140	1.5389	1.0262	6.3764e-001	3.6437e-001
	160	1.4876	0.9725	5.1482e-001	2.9768e-001
	180	1.4996	0.9827	5.0451e-001	2.7373e-001
	200	1.5055	0.9915	4.7192e-001	2.3185e-001



а)

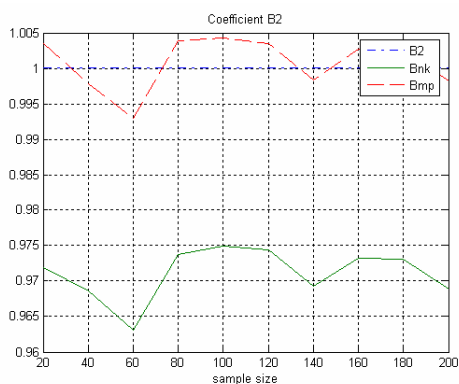


б)

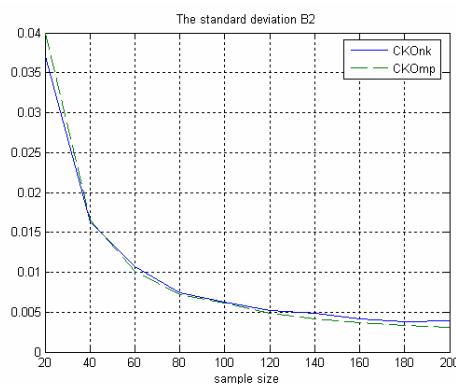
Рисунок 2 - Графики значений оценок коэффициента β_1 :а) среднеарифметических, б) графики СКО коэффициента β_1

Таблица 2

$\beta_1 = 0,5$ nexp = 1000 nmin = 20 nmax = 200 stepn = 20 sigmaX = 0.1 sigmaY = 0.1	n	$\tilde{\beta}_1$	$\hat{\beta}_1$	$CKO_{\tilde{\beta}_1}$	$CKO_{\hat{\beta}_1}$
	20	0.4887	0.5050	3.3156e-002	3.7060e-002
	40	0.4863	0.5015	1.5230e-002	1.6224e-002
	60	0.4880	0.5027	1.0183e-002	1.0787e-002
	80	0.4880	0.5029	7.7028e-003	7.9880e-003
	100	0.4889	0.5040	5.6324e-003	5.9503e-003
	120	0.4828	0.4977	4.9416e-003	4.9768e-003
	140	0.4847	0.4993	4.3797e-003	4.4439e-003
	160	0.4861	0.5006	3.7608e-003	3.8331e-003
	180	0.4858	0.5007	3.1102e-003	3.1650e-003
	200	0.4862	0.5008	2.6931e-003	2.6789e-003



а)



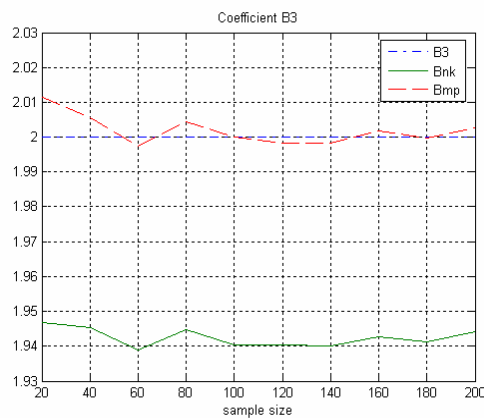
б)

Рисунок 3 - Графики значений оценок коэффициента β_2 :

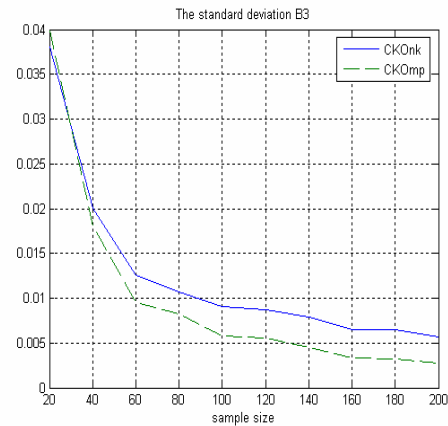
а) среднеарифметических, б) значений СКО

Таблица 4

	n	$\tilde{\beta}_3$	$\hat{\beta}_3$	$CKO_{\tilde{\beta}_3}$	$CKO_{\hat{\beta}_3}$
$\beta_3 = 2$ nexp = 1000 nmin = 20 nmax = 200 stepn = 20 sigmaX = 0.1 sigmaY = 0.1	20	1.9468	2.0115	3.8117e-002	3.9874e-002
	40	1.9454	2.0055	2.0042e-002	1.8039e-002
	60	1.9390	1.9975	1.2580e-002	9.4946e-003
	80	1.9448	2.0045	1.0681e-002	8.2624e-003
	100	1.9403	1.9999	9.0642e-003	5.8019e-003
	120	1.9403	1.9983	8.7086e-003	5.5002e-003
	140	1.9400	1.9983	7.9074e-003	4.5515e-003
	160	1.9429	2.0017	6.4338e-003	3.3711e-003
	180	1.9412	1.9998	6.5024e-003	3.2512e-003
	200	1.9442	2.0028	5.6901e-003	2.7609e-003



а)



б)

Рисунок 4 - Графики значений оценок коэффициента β_3 :

а) среднеарифметических, б) значений СКО

Полученные результаты. Результаты данного эксперимента, как и целого ряда других, которые из-за ограниченного объема статьи здесь не приводятся, позволяют сделать следующие выводы.

В силу смещенности ОМНК, их СКО не стремится к нулю при увеличении объема выборки. Однако при малых выборках преобладающей оказывается выборочная изменчивость, которая больше у ОМП. Поэтому при малых объемах выборки предпочтительнее использовать ОМНК. Граница, определяющая при каких объемах выборки, ОМП становится эффективнее ОМНК, зависит от соотношения дисперсий ошибок в зависимой и независимых переменных, а также от абсолютного значения коэффициента регрессии. Наиболее значимым преимуществом ОМП

над ОМНК оказывается для оценок коэффициентов, больших по абсолютному значению.

Для случаев, когда дисперсии ошибок в зависимой и независимых переменных имеют одинаковый порядок, ОМНК оказываются более эффективными, чем ОМП для выборок, имеющих менее 50 элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Green William H. Econometric Analysis. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2003.
2. Jonston J. and John DiNardo. Econometric Methods, 4th ed. New York: McGraw Hill, 1997.
3. Ebbes Peter. A non-technical guide to instrumental variables and regressor - error dependents. Quantile, N0 2, pp 3-20, 2007
4. Freedman, K. S., Fainberg, V., Kipnis, V., Midthune, D. and Carrol, R.,J. A New Method for Dealing with Measurement Error in Explanatory Variables of Regression Models, Biometrics, N0 60, pp171-181, 2004
5. Fuller W. A. Measurement Error Models , New York , John Wiley & Sons,1987.

Получено 23.10.2009г.

УДК 62 – 52: 621.317

Н.И. Твердоступ

УПРАВЛЯЕМЫЕ РЕАКТАНСЫ НА ОСНОВЕ КОНВЕРТОРОВ ОТРИЦАТЕЛЬНОГО ИМПЕДАНСА

Аннотация. Определены условия реализации на основе конверторов отрицательного импеданса управляемых индуктивностей и емкостей с возможностью минимизации активных потерь.

Ключевые слова: конвертор отрицательного импеданса, реактанс, индуктивность, емкость, датчик, активные потери, операционная схема.

Актуальность. Использование индуктивных и емкостных датчиков в резонансных измерительных устройствах на низких частотах ограничивается малыми значениями их собственной индуктивности (емкости). Поэтому актуальным является разработка устройств, позволяющих управлять собственными параметрами датчиков без изменения их конструкции.

Анализ исследований. Общие вопросы синтеза преобразователей реактанса рассмотрены в ряде работ [1, 2, 3], частные схемотехнические решения умножителей индуктивности и емкости показаны в [4, 5, 6]. Результаты работы [7] указывают на целесообразность использования комбинированной операционной схемы для создания управляемых реактансов.

Постановка задачи. Целью работы является определение условий реализации управляемых реактансов на основе линейной комбинированной операционной схемы.

Основная часть. В линейной комбинированной операционной схеме (рис.1) входные импедансы $\dot{Z}_{\text{вх}_1}$ и $\dot{Z}_{\text{вх}_2}$ относительно источников возбуждения

$\dot{U}_1, \dot{U}_2$ равны:

$$\dot{Z}_{\text{вх}_1} = \frac{1}{1-n} (\dot{Z}_1 - \dot{Z}_2 \dot{Z}_3 / \dot{Z}_4), \quad (1)$$

$$\dot{Z}_{\text{вх}_2} = \frac{1}{1-m} (\dot{Z}_3 - \dot{Z}_1 \dot{Z}_4 / \dot{Z}_2), \quad (2)$$

где $\dot{Z}_3$ и $\dot{Z}_4$ — линейные импедансы, $n = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$, $m = \dot{U}_1 / \dot{U}_2$.

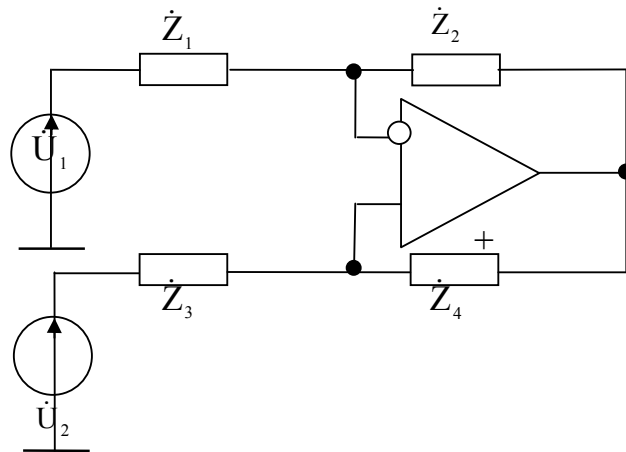


Рисунок 1- Комбинированная операционная схема

Такая схема является базовой для синтеза линейных импедансов с заданными характеристиками [7].

Для реализации индуктивного реактанса используем вариант комбинированной операционной схемы при $\dot{Z}_1 = 0$, $\dot{U}_2 = 0$. Тогда из (1) входной импеданс $Z_{вх1}$ будет иметь вид:

$$\dot{Z}_{вх2} = -\dot{Z}_2 \dot{Z}_3 / \dot{Z}_4. \quad (3)$$

В этом случае схема является конвертором отрицательного импеданса относительно $\dot{Z}_2$ и $\dot{Z}_3$.

На рис.2 показана схема двух последовательно соединенных конверторов, у которых в качестве линейных импедансов используются активные сопротивления R_2 , R_3 , R_4 , R'_2 , R'_4 и индуктивность L'_3 с активным сопротивлением r'_3 . Входной импеданс $\dot{Z}'_{вх}$ правого по схеме конвертора согласно (3) равен

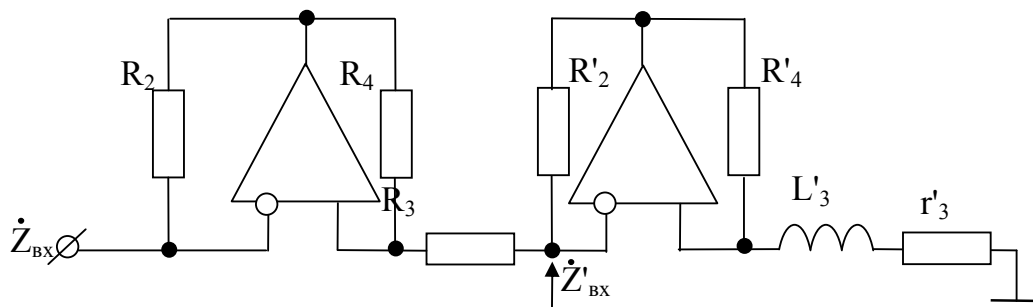
$$\dot{Z}'_{вх} = -R'_2 (r'_3 + j\omega L'_3) / R'_4, \quad (4)$$

он преобразуется с изменением знака левым конвертором в

$$\dot{Z}_{вх} = -R_2 (R_3 + \dot{Z}'_{вх1}) / R_4.$$

Тогда с учетом (4) входной импеданс левого конвертора $\dot{Z}_{вх}$ будет равен

$$\dot{Z}_{вх} = -R_2 R_3 / R_4 + R_2 R'_2 r'_3 / R_4 R'_4 + j\omega L'_3 R_2 R'_2 / R_4 R'_4. \quad (5)$$

Рисунок 2 - Устройство масштабирования индуктивности L'_3

Входной импеданс $\dot{Z}_{BX} = r_{BX} + j\omega L_{BX}$ имеет индуктивный характер, представляет собой заземленную индуктивность L_{BX} с последовательно включенным активным сопротивлением r_{BX} , величины которого согласно (5)

$$L_{BX} = L'_3 R_2 R'_2 / R_4 R'_4, \quad (6)$$

$$Z_{BX} = R_2 (R'_2 r'_3 / R'_4 - R_3) / R_4. \quad (7)$$

В настоящей схеме синтезируется индуктивность L_{BX} как результат масштабирования L'_3 с коэффициентом равным $R_2 R'_2 / R_4 R'_4$. Активное сопротивление r_{BX} принимает как положительные, так и отрицательные значения в зависимости от величины сопротивления R_3 по отношению к величине $R'_2 r'_3 / R'_4$, при $R_3 = R'_2 r'_3 / R'_4$ $r_{BX} = 0$, что позволяет минимизировать активные потери синтезированной индуктивности и повысить ее добротность.

Емкостной реактанс можно реализовать выбором варианта комбинированной операционной схемы при $Z_3 = 0$, $\dot{U}_1 = 0$. Тогда из (2) входной импеданс $\dot{Z}_{BX_2}$ будет иметь вид

$$\dot{Z}_{BX_2} = \dot{Z}_1 \dot{Z}_4 / \dot{Z}_2 \quad (8)$$

На рис.3 приведена схема масштабирования емкости C_1 путем ее преобразования конверторами отрицательного импеданса с характеристиками согласно выражению (8).

Входная проводимость левого по схеме конвертора определяется как

$$\dot{Y}_{BX} = -\dot{Y}_1 R_2 / R_4, \quad (9)$$

где $\dot{Y}_1 = 1/R_1 + j\omega C_1$ - проводимость параллельно соединенных емкости C_1 и сопротивления R_1 , характеризующего активные потери. Проводимость $\dot{Y}_{\text{вх}}$ с параллельно подключенной проводимостью $1/R'_1$ преобразуется правым конвертором согласно (8) в $\dot{Y}'_{\text{вх}}$, которая имеет вид

$$\dot{Y}'_{\text{вх}} = -(\dot{Y}_{\text{вх}} + 1/R'_1)R'_2/R'_4 \quad (10)$$

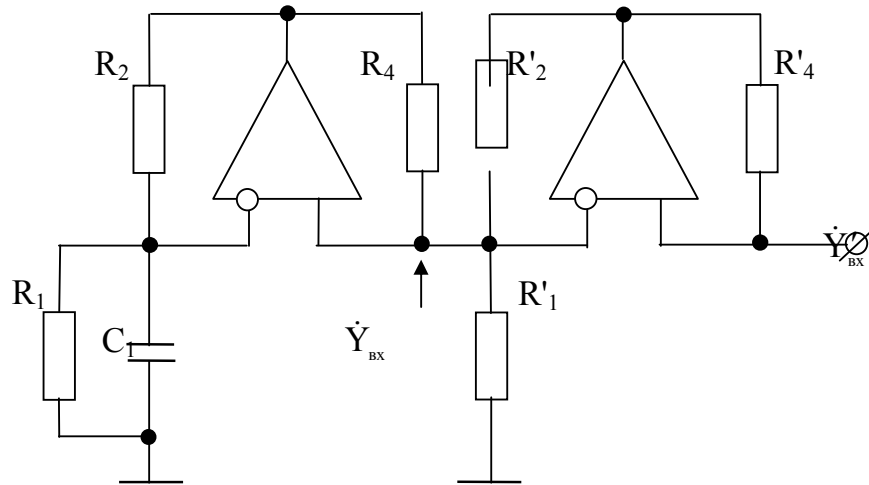


Рисунок 3 - Устройство масштабирования емкости C_1

С учетом (9) входная проводимость правого конвертора

$$\dot{Y}'_{\text{вх}} = R'_2(R_2/R_1R_4 - 1/R'_1)/R'_4 + j\omega C_1R_2R'_2/R_4R'_4. \quad (11)$$

Из (10) видно, что входная проводимость $\dot{Y}'_{\text{вх}} = G_{\text{вх}} + j\omega C_{\text{вх}}$ имеет емкостной характер, представляет собой заземленную емкость $C_{\text{вх}}$ с параллельно подключенным активным сопротивлением $R_{\text{вх}} = 1/G_{\text{вх}}$, величины которых определяются из (11) в виде

$$C_{\text{вх}} = C_1R_2R'_2/R_4R'_4 \quad (12)$$

$$G_{\text{вх}} = R'_2(R_2/R_1R_4 - 1/R'_1)/R'_4. \quad (13)$$

Схема (рис.3) позволяет масштабировать емкость C_1 с коэффициентом $R_2R'_2/R_4R'_4$ до значений $C_{\text{вх}}$, которые определяются выражением (12). Проводимость активных потерь синтезируемой емкости определяется выражением (13), она принимает как положительные, так и отрицательные значения, также может равняться нулю при $R'_1 = R_1R_4/R_2$; последнее есть условие повышения добротности синтезируемой емкости $C_{\text{вх}}$.

Проведенный анализ активных цепей в виде двух последовательно соединенных конверторов отрицательного импеданса показывает, что они позволяют производить преобразование величины реактанса с сохранением знака, т.е. выполняют функции конвертора положительного импеданса. Однако, в отличие от последнего, в рассмотренных схемах присутствует активная составляющая сопротивления (проводимости), которая при определенных условиях позволяет компенсировать активные потери и повысить добротность синтезируемых реактансов, что невозможно в схемах с конверторами положительного импеданса [6].

Вывод. Проведенный анализ показывает возможность синтеза на основе комбинированной операционной схемы умножителей индуктивности и емкости с заданным коэффициентом умножения и минимизацией активных потерь.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карпов Е.А., Марунчак Л.В., Рядинских А.С. Синтез нелинейных преобразователей. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 136 с.
2. Кустов О.В., Лундин В.З. Операционные усилители в линейных цепях. – М.: Связь, 1978. – 144 с.
3. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Л.: Энергия, 1974. – 216 с.
4. А.с. 813696 СССР Индуктивный двухполюсник/ А.Ф. Гришков, А.Н. Гуляев, И.Г. Дорух, А.В. Маргелов. Бюл. №10, 1981.
5. А.с. 836784 СССР. Преобразователь сопротивления/ С.А.Новосельцева, М.З. Чаповский. Бюл. №21, 1981.
6. Твердоступ Н.И. Умножитель индуктивности. // Системні технології. Регіональний міжвузівський збірник наукових праць. – Випуск 1(60). – Дніпропетровськ, 2009. – с.82 – 87.
7. Твердоступ Н.И. О функционально полном наборе входных импедансов комбинированной операционной схемы // Системні технології. Регіональний міжвузівський збірник наукових праць. – Випуск 6(41). – Дніпропетровськ, 2005. – с.47 – 53.

Получено 26.11.2009г.

УДК 621.3

Н.О. Матвеева

ДОСЛІДЖЕННЯ ФОРМИ СИГНАЛІВ ДЕФЕКТІВ ЗА ДОПОМОГОЮ НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ

Анотація. Досліджена можливість застосування нейронної мережі Кохонена для класифікації сигналів дефектоскопії. Навчена карта Кохонена промодельована на перевірочній множині сигналів
Ключові слова: сигнал, нейронна мережа, ваговий коефіцієнт, цільова функція.

Вступ. Інтенсивний розвиток промисловості й підвищення вимог до якості й надійності продукції вимагають постійного вдосконалення методів неруйнівного контролю. При проведенні контролю великогабаритних виробів з композитних матеріалів (машино- та суднобудування, аерокосмічна галузь) накопичується великий обсяг інформації. Це вимагає її змістовної обробки з метою виявлення місцезнаходження дефектів. В залежності від форми отриманих сигналів можна визначити тип та розміри тріщини, постає задача класифікації сигналів.

Останнім часом для вирішення задач класифікації та кластеризації активно застосовують нейронні мережі[1 - 5]. Розв'язання задачі класифікації поділяє дані на наперед визначені групи або класи. За методами машинного навчання утворення таких груп називають «навчанням з вчителем». При кластеризації групи, на які поділяють дані, наперед не відомі і визначаються в процесі поділу на основі властивостей цих даних. Кластеризація виконується методами, що реалізують «навчання без вчителя» встановленням подібності даних на визначених атрибутах баз даних. Кластеризація даних може бути виконана із застосуванням нейронних мереж, що само організуються. Такі мережі поділяються на два основних класи за способом навчання – неконкурентним та конкурентним. Перший спосіб використовує навчання за алгоритмом Геббса[2], а другий – у картах, що само організуються (SOM – self organizing maps). Найпоширенішим прикладом SOM є мережі Кохонена [1].

Постановка задачі. Метою даної роботи є класифікація сигналів, отриманих при проведенні вихорострумового контролю композитних

матеріалів, із залученням нейтронної мережі Кохонена. Для навчання нейромережі та оцінки якості її роботи всю множину даних про сигнали розбито на дві частини – навчальну та перевіірочну.

Теоретичне обґрунтування. Нейромережі, що само організуються, складаються з фіксованої кількості елементів – нейронів. Нейрони зображуються кружечками на площині, їхню множину називають картою нейронів, їхнє взаємне розташування – топологією мережі. Загальноприйнятими топологіями є прямокутна або шестикутна ґратка, у вузлах якої розташовані нейрони. Кожному нейрону ставиться у відповідність вектор довжини m , який називають ваговим, або вагою нейрона та позначають $\omega_j = (\omega_{j1}, \omega_{j2}, \dots, \omega_{jm})^T$, $j=1, 2, \dots, l$, де l – кількість нейронів у карті. При цьому закономірності, за якими утворюються кластери визначають розбиття множини ваг нейронів. Мережа, в якій відбувся такий перерозподіл ваг нейронів називається *навченою*, а процес перерозподілу – *навчанням*.

Мережа Кохонена складається з двох частин – m вхідних нейронів та карти нейронів. Кластери з нейронів мережі утворюються за спеціальним алгоритмом з рекурсивним перерахуванням компонентів ваг нейронів. Кожному вхідному вектору та близьким йому векторам відповідає група нейронів з близькими вагами. У процесі навчання кожний вхідний вектор порівнюється з векторами ваг всіх нейронів, серед яких вибирається той, що задовольняє умову екстремуму певної цільової функції. Нейрон, для якого виконано умову екстремуму називається нейроном-переможцем. Знаходження нейрона-переможця дало процесу навчання назву «змагання». Очевидно, що нейрон-переможець існує для довільного вхідного вектора. Цільовою функцією найчастіше вибирається евклідова відстань між вхідним та ваговим векторами або їх скалярний добуток. Топологічна впорядкованість досягається за допомогою використання поняття «сусідство» (кількість нейронів, що оточують нейрон-переможець). Відповідно швидкості навчання, розмір сусідства поступово зменшується, так, що спочатку до нього належить досить велике число нейронів (можливо вся карта), на самих останніх етапах сусідство стає нульовим і складається лише з нейрона-переможця. При навчанні корекція застосовується не тільки до нейрона-переможця, але й до всіх нейронів з його поточного сусідства. У результаті такої зміни початкові досить великі ділянки мережі іммігрують у бік навчальних векторів.

Цикл навчання триває до досягнення системою потрібного стану. За критерій зупину процесу навчання можна використовувати наступне: топологічна впорядкованість карти ознак (матриці ваг); зміни ваг стають незначними; вихід мережі стабілізується, тобто вхідні вектора не переходять між кластерними елементами.

Оцінка якості роботи класифікатора здійснюється поданням на вхід мережі вхідного вектору з перевіркою множини, знаходженням нейрона-переможця та його ознаки.

Алгоритм навчання мережі Кохонена виглядає в такий спосіб:

1. Ініціалізація мережі. Ваговим коефіцієнтам мережі надати невеликі випадкові значення .
2. Випадковим чином вибрати вектор із вхідної множини.
3. Для кожного вихідного нейрона j обчислити відстань (1) між його вектором ваг w_j і вхідним вектором x :

$$d_j = \sqrt{\sum_{i=1}^n (w_{ij} - x_i)^2} . \quad (1)$$

4. Знайти вихідний нейрон-переможець j_{min} з мінімальною відстанню (1);

5. Для вихідного нейрона-переможця j_{min} і для його сусідів оновити вектори ваг за правилом (2).

$$w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + e(t) \cdot h(t, j, m) \cdot (x_i - w_{ij}(t)) \quad (2)$$

де:

- $w_{ij}(t)$ - значення вагового коефіцієнта зв'язку вхідного нейрона i і вихідного нейрона j у момент часу t ;
- $h(t, j, m)$ - значення функції сусідства із центральним нейроном вихідного шару m для нейрона вихідного шару j у момент часу t ;
- $e(t)$ - коефіцієнт швидкості навчання в момент часу t ;
- x_i - вихід нейрона першого шару номер i .

6. Повторити з п.2 для всіх елементів вхідної множини.

Практична реалізація. Для моделювання процесу класифікації сигналів використовувалось обчислювальне середовище Matlab[7, 8]. У якості навчальної множини для нейронної мережі Кохонена запропоновані значення різниці експонент[6] у точках $x = -2, -1.9, \dots, 2$:

$$y(x) = \exp(-1.5x^2) - k \cdot \exp(-3x^2) \quad (3)$$

де k змінюється від 0 до 1. Вираз (3) при зміні значень k описує різні форми сигналів вихорострумової дефектоскопії: при $k = 0$ ч.35

одержуємо вузький унімодальний сигнал, котрий характерний для довгої тріщини, довжина якої перебільшує зону контролю. При зміні $k = 0.35 \div 0.55$ отримуємо положистий унімодальний сигнал, характерний для тріщин меншої розмірності. Беручи $k = 0.6 \div 1$ дістаємо бімодальний сигнал, який мають маленькі тріщини (при $k = 1$ – точковий дефект).

Формуємо мережу, що само організується, у вигляді одновимірного шару з 3 нейронів та виконаємо навчання на протязі 200 ітерацій. Навчену нейромережу використаємо для класифікації вхідних векторів з перевіркою множини. Для отримання перевіркою множини значення k з виразу (3) змінювалось за допомогою генератора випадкових чисел на інтервалі від 0 до 1.

На рис. 1 наведена отримана топологія карти Кохонена. Вершини вхідних векторів позначені хрестиками. Вагові коефіцієнти нейронів, котрі визначають центри кластерів, відзначені великими точками, з'єднаними суцільною лінією.

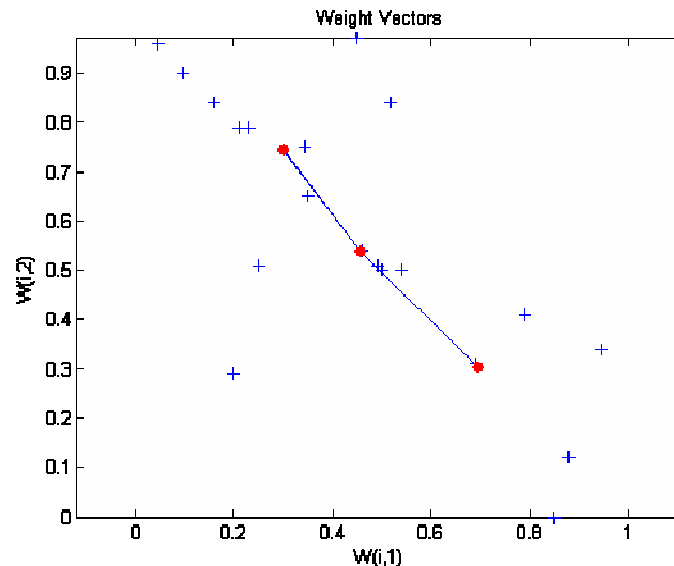


Рисунок 1 - Топологія карти Кохонена

Мережа підготовлена до кластеризації вхідних векторів, які беруться з перевіркою множини. На рис. 2 показано розподіл векторів з перевіркою множини за кластерами.

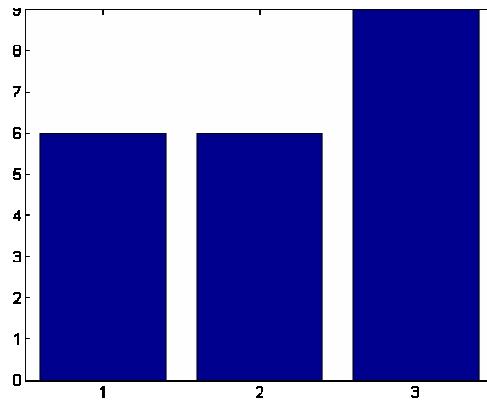


Рисунок 2 - Розподілення векторів за кластерами

Висновки. З метою класифікації сигналів дефектів запропоновано використання нейронної мережі Кохонена, що дозволило серед отриманих сигналів виділяти: вузький унімодальний, положистий унімодальний та бімодальний.

ЛІТЕРАТУРА

1. Kohonen T/ Self-organized Formation of Topologically Correct Feature Maps //Biological Cybernetics/ =1982/- 43. -P. 59-69/
2. Haykin S/ Neural Networks – a Comprehensive Foundation. - Prentice Hall, 1999.
3. Аксенов С.В. Организация и использование нейронных сетей (методы и технологии) / С.В. Аксенов, В.Б. Новосельцев – Томск: Изд-во НТЛ, 2006. – 128 с.
4. Барский А.Б. Нейронные сети: распознавание, управление, принятие решений. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 176 с.
5. Хайкин Саймон. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006
6. Хандецкий В.С. Спектральная идентификация сигналов в дефектоскопии композитов с использованием теории статистических испытаний / Хандецкий В.С., Герасимов В.В. //Вісник ДНУ: Фізика. Радіоелектроніка. – Дніпропетровськ: – 2003. № 10. – С. 128 – 132
7. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2001. – 480 с.
8. Медведев В.С. Нейронные сети. MATLAB 6 / В.С. Медведев, В.Г. Потемкин – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2002. – 496 с

Отримано 11.09.2009р.

УДК 62-50:519.49

В.М. Григорьев

ЛИНЕЙНЫЕ НЕСТАЦИОНАРНЫЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ МАТРИЧНЫЕ ОПЕРАТОРНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Аннотация. Получены конструктивные процедуры решения однородных и неоднородных линейных нестационарных дифференциальных матричных операторных уравнений, основанные на приведении матриц к треугольным формам, которое может осуществляться с помощью систем компьютерной алгебры Maple, Reduce, Singular, Gap и т.д.

Ключевые слова: линейные нестационарные дифференциальные матричные операторные уравнения, приведение матрицы к треугольной форме, Maple, Reduce, Singular, Gap.

Актуальность темы. Широкий класс объектов и систем управления адекватно представляются в виде системы линейных нестационарных дифференциальных уравнений с производными в правой части. Математическая теория линейных нестационарных многосвязных систем автоматического регулирования основывается либо на использовании методов пространства состояний [1], либо на применении теории матриц над некоммутативным кольцом линейных нестационарных дифференциальных операторов [2]. В рамках операторного подхода анализ и синтез линейных нестационарных систем осуществляется путём решения линейных матричных операторных уравнений.

Анализ последних исследований. Теоретическим основанием работы является линейная алгебра над некоммутативными кольцами [3].

Постановка задачи. Цель работы состоит в получении конструктивных процедур решения однородных и неоднородных линейных нестационарных дифференциальных матричных операторных уравнений.

Обоснование полученных результатов. Рассмотрим кольцо R линейных нестационарных дифференциальных операторов с коэффициентами из произвольного поля функций Q , замкнутого относительно дифференцирования. Операторы действуют в

пространстве сигналов, состоящем из бесконечнодифференцируемых, за исключением конечного числа точек, функций [4].

Рассмотрим матрицы $A_l \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_l \in \mathbb{R}^{n \times m}$ ($A_r \in \mathbb{R}^{m \times m}$, $B_r \in \mathbb{R}^{m \times n}$). Следуя [5], приведём с помощью элементарных столбцовых (строчных) операций матрицу $E = \begin{bmatrix} A_l & B_l \end{bmatrix}$ ($E = \begin{bmatrix} A_r \\ B_r \end{bmatrix}$) к нижней левой (верхней правой) ступенчатой матрице. Используя следствие из [5], имеем

$$EU = \begin{bmatrix} C_l & 0^{n \times m} \end{bmatrix} \quad (UE = \begin{bmatrix} C_r \\ 0^{m \times n} \end{bmatrix}), \quad (1)$$

где $U, U^{-1} \in \mathbb{R}^{(n+m) \times (n+m)}$, $C_l \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ($C_r \in \mathbb{R}^{m \times m}$).

Согласно работе [6], матрица C_l (C_r) в (1) является левым (правым) наибольшим общим делителем ЛНОД (ПНОД) матриц A_l и B_l (A_r и B_r). Обозначим

$$U^{-1} = \begin{bmatrix} A_l^\alpha & B_l^\alpha \\ W & V \end{bmatrix}, \quad (U^{-1} = \begin{bmatrix} A_r^\alpha & W \\ B_r^\alpha & V \end{bmatrix}), \quad (2)$$

$$U = \begin{bmatrix} Z & -B_r^\beta \\ Y & A_r^\beta \end{bmatrix}, \quad (U = \begin{bmatrix} Z & Y \\ -B_l^\beta & A_l^\beta \end{bmatrix}), \quad (3)$$

$$A_l^\alpha \in \mathbb{R}^{n \times n}, B_l^\alpha \in \mathbb{R}^{n \times m}, W \in \mathbb{R}^{m \times n}, V \in \mathbb{R}^{m \times m},$$

$$Z \in \mathbb{R}^{n \times n}, B_r^\beta \in \mathbb{R}^{n \times m}, Y \in \mathbb{R}^{m \times n}, A_r^\beta \in \mathbb{R}^{m \times m}.$$

$$(A_r^\alpha \in \mathbb{R}^{m \times m}, W \in \mathbb{R}^{m \times n}, B_r^\alpha \in \mathbb{R}^{n \times m}, V \in \mathbb{R}^{n \times n},$$

$$Z \in \mathbb{R}^{m \times m}, Y \in \mathbb{R}^{m \times n}, B_l^\beta \in \mathbb{R}^{n \times m}, A_l^\beta \in \mathbb{R}^{n \times n}).$$

Умножая (1) справа (слева) на матрицу U^{-1} , получим

$$A_l = C_l A_l^\alpha, B_l = C_l B_l^\alpha \quad (4)$$

$$(A_r = A_r^\alpha C_r, B_l = B_r^\alpha C_r)$$

Рассмотрим однородное матричное уравнение

$$A_l z + B_l y = 0^{n \times k} \quad (z A_r + y B_r = 0^{k \times m}) \quad (5)$$

относительно неизвестных матриц $z \in \mathbb{R}^{n \times k}$, $y \in \mathbb{R}^{m \times k}$ ($z \in \mathbb{R}^{k \times m}$, $y \in \mathbb{R}^{k \times n}$).

Из соотношения (1) с учётом обозначений (3), получаем частное решение уравнения (5) при $k=m$ ($k=n$)

$$z = -B_r^\beta, y = A_r^\beta \quad (z = -B_l^\beta, y = A_l^\beta) \quad (6)$$

Из обозначений (2) и (3) и соотношения $U^{-1}U = I_{n+m}$ ($UU^{-1} = I_{n+m}$), следует, что $-WB_r^\beta + VA_r^\beta = I_m$ ($-B_l^\beta W + A_l^\beta V = I_n$). Согласно

работе [6], это означает, что матрицы B_r^β и A_r^β (B_l^β и A_l^β) взаимно просты справа (слева).

Для любой матрицы T из $R^{m \times k}$ ($R^{k \times n}$) матрицы

$$z = B_r^\beta T, y = A_r^\beta T \quad (z = T B_l^\beta, y = T A_l^\beta) \quad (7)$$

являются решением уравнения (5) для любого натурального числа k .

Предложение 1. Если в уравнении (5) матрица A_l (A_r) имеет полный ранг, то его общее решение имеет вид (7).

Доказательство. Пусть z и y – произвольное решение уравнения (5). Учитывая (1) и (2), совершим ряд преобразований

$$0^{n \times k} = |A_l \ B_l| \begin{vmatrix} z \\ y \end{vmatrix} = |A_l \ B_l| U \ U^{-1} \begin{vmatrix} z \\ y \end{vmatrix} = |C_l \ 0^{n \times m}| \begin{vmatrix} K \\ * \end{vmatrix}$$

или

$$C_l K = 0^{n \times k}, \quad (8)$$

где

$$K = A_l^\alpha z + B_l^\alpha y, \ K \in R^{n \times k}. \quad (9)$$

Согласно (4) $A_l = C_l A_l^\alpha$. Так как по условию матрица A_l имеет полный ранг, то, согласно лемме из [5], матрица C_l также имеет полный ранг. Тогда в уравнении (8) $K = 0^{n \times k}$. Обозначая $T = Wz - Vy$ и учитывая (9), запишем

$$\begin{vmatrix} A_l^\alpha & B_l^\alpha \\ W & V \end{vmatrix} \begin{vmatrix} z \\ -y \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 \\ T \end{vmatrix}, \quad (10)$$

где W и V определены в (2). Умножим (10) слева на U . С учётом принятых в (2) и (3) обозначений, получим соотношение (7).

Предложение 2. Если в уравнении (5) матрица A_l (A_r) имеет полный ранг, то и в соотношении (6) матрица A_r^β (A_l^β) имеет полный ранг.

Доказательство. В силу обозначений (2), (3) и соотношения $U^{-1}U = I_{n+m}$, имеем

$$\begin{vmatrix} A_l^\alpha & B_l^\alpha \\ W & V \end{vmatrix} \begin{vmatrix} -B_r^\beta \\ A_r^\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0^{nm} \\ I_m \end{vmatrix}. \quad (11)$$

Так как первый сомножитель в (11) обратим, ранг второго сомножителя равен m .

$$\text{Rk} \begin{vmatrix} -B_r^\beta \\ A_r^\beta \end{vmatrix} = m. \quad (12)$$

Пусть матрица A_r^β имеет неполный ранг. Тогда уравнение $A_r^\beta x = 0^m$ имеет нетривиальное решение $x \in R^m$. Тогда

$$\begin{vmatrix} -B_r^\beta \\ A_r^\beta \end{vmatrix} x = \begin{vmatrix} a \\ 0^m \end{vmatrix} \quad (13)$$

для некоторого $a \in R^n$. В силу (12), имеем, что a не равно 0^n . Умножая (13) слева на U^{-1} и учитывая обозначения (2) и (3) получим $A_l^\alpha a = 0^n$, что означает неполноту ранга матрицы A_l^α . Из соотношения (4) $A_l = C_l A_l^\alpha$. По условию матрица A_l имеет полный ранг. Согласно лемме из [5], матрица A_l^α также имеет полный ранг. Противоречие.

Доказательство для матрицы A_r и A_l^β проводится аналогично.

Предложение 3. ЛНОД (ПНОД) матриц A_l и B_l (A_r и B_r), где $\text{rk } A_l$ равен n ($\text{rk } A_r = m$), определён с точностью до умножения справа (слева) на обратимую над R матрицу.

Доказательство. Пусть

$$A_L = C_i A_i, \quad B_L = C_i B_i, \quad (14)$$

где $C_i \in R^{n \times n}$ - ЛНОД матриц A_L и B_L , $i=1,2$. Согласно предложению 1, уравнение (5) имеет решение $A_L(-B_r^\beta) + B_L A_r^\beta = 0^{n \times m}$. Из предложения 2 следует, что $\text{rk } A_r^\beta = m$. Так как $\text{rk } A_l = n$, то согласно лемме из [5], получим, что $\text{rk } C_i = n$ и из (14) имеем

$$A_i B_r^\beta = B_i A_r^\beta. \quad (15)$$

Рассмотрим второе уравнение в (5), полагая $A_r = A_r^\beta$ и $B_r = B_r^\beta$. Так как $\text{rk } A_r = m$, то согласно предложению 1, в (15) найдутся такие матрицы T_i , что $A_i = T_i B_l^\beta$, $B_i = T_i A_l^\beta$, $i=1,2$. Поскольку матрицы A_i и B_i взаимно просты слева, то $T_i^{-1} \in R^{n \times n}$. Отсюда $A_2 = T_2 T_1^{-1} A_1$, $B_2 = T_2 T_1^{-1} B_1$ и тогда в (14) $A_L = C_2 T_2 T_1^{-1} A_1 = C_1 A_1$ и $B_L = C_2 T_2 T_1^{-1} B_1 = C_1 B_1$. Следовательно, $C_1 = C_2 G$, где матрица $G = T_2 T_1^{-1}$ лежит в $R^{n \times n}$ и обратима над R .

Доказательство для A_r и B_r проводится аналогично.

Перейдём к матричным линейным неоднородным уравнениям.

Предложение 4. Уравнение $ZA + YB = \Delta$, где $\Delta, A \in R^{m \times m}$, $B \in R^{n \times m}$, $A = A_1 C$, $B = B_1 C$, где $C \in R^{m \times m}$ - ПНОД матриц A и B , имеет хотя бы одно решение $Z \in R^{m \times m}$, $Y \in R^{m \times n}$, тогда и только тогда, когда C является правым делителем матрицы Δ .

Необходимость. Пусть уравнение имеет решение Z и Y . Тогда $ZA_1 C + YB_1 C = \Delta_1 C = \Delta$, где $\Delta_1 = A_1 C + YB_1$.

Достаточность. По условию матрицы A_1 и B_1 взаимно просты справа. Следуя предложению 1 из [6], имеем

$$Z_0 A_1 + Y_0 B_1 = I_m, \quad (16)$$

для некоторых $Z_0 \in R^{m \times m}$, $Y_0 \in R^{m \times n}$. Если $\Delta = \Delta_1 C$, то умножая (16) слева на Δ_1 а справа на C получим частное решение исходного уравнения $Z = \Delta_1 Z_0$, $Y = \Delta_1 Y_0$.

Теорема. Предположим, что матрицы $A_r \in R^{m \times m}$, $\text{rk } A_r = m$ и $B_r \in R^{n \times m}$, взаимно просты справа. Тогда уравнение

$$Z A_r + Y B_r = \Delta, \quad (17)$$

при любой матрице $\Delta \in R^{m \times m}$ имеет хотя бы одно такое решение $Z \in R^{m \times m}$, $Y_0 \in R^{m \times n}$, что

$$d(Y) < d(A_l^\beta), \quad (18)$$

где матрица A_l^β определена в (3) и $d(\cdot)$ - наивысшая степень дифференциальных операторов в матрице.

Если матрицы A_r и Δ собственные по столбцам [7] и наивысшие степени дифференциальных операторов в столбцах ($cd(\cdot)$) матриц удовлетворяют соотношениям

$$cd_i(B_r) < cd_i(A_r) = d_i, \quad (19)$$

$$cd_i(\Delta) = k + d_i, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (20)$$

где $k = d(A_l^\beta) - 1$, то все решения уравнения (17), удовлетворяющие неравенству (18), будут таковы, что матрица Z будет полного ранга и правильной по строкам. Причём

$$rd_i(Y) \leq rd_i(Z) = k, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (21)$$

где $rd_i(Y)$ - наивысшая степень дифференциальных операторов в i -й строке матрицы.

Доказательство. Так как A_r и B_r взаимно просты справа, то согласно [6], найдутся такие матрицы $Z_0 \in R^{m \times m}$, $Y_0 \in R^{m \times n}$, что $Z_0 A_1 + Y_0 B_1 = I_m$. Отсюда получаем частное решение уравнения (17). Согласно предложению 1, общее решение однородного уравнения $Z A_r + Y B_r = 0^{m \times m}$ равно $Z = -T B_l^\beta$, $Y = T A_l^\beta$, где матрицы A_l^β и B_l^β определены в (3) и T - произвольная матрица из $R^{n \times n}$. Общее решение уравнения (17) примет вид

$$Z = \Delta Z_0 - T B_l^\beta, \quad Y = \Delta Y_0 + T A_l^\beta, \quad (22)$$

Согласно предложению 2 $\text{rk } A_l^\beta = n$. Согласно предложению 4 в [7], найдутся такие матрицы $R, Q \in R^{m \times n}$, что $\Delta Y_0 = Q A_l^\beta + R$ и степень

$d(R) < d(A_l^\beta) = k+1$. Полагая в (22) $T = -Q$, получим решение уравнения (17) $Y=R$, $Z=\Delta Z_0 + Q B_l^\beta$, которое удовлетворяет неравенству (18).

Заметим, что степень решения может быть понижена, если, следуя предложению 1 из [7], сделать матрицу A_l^β правильной по строкам.

Следуя [7], и учитывая обозначения (19) и (20), запишем A_r и Δ в форме

$$\begin{aligned} A_r &= C_A \text{diag}(p^{d_1} \dots p^{d_m}) + (A_r)_l, \text{cd}_i((A_r)_l) < d_i, \\ \Delta &= C_D \text{diag}(p^{d_1+k} \dots p^{d_m+k}) + (\Delta)_l, \text{cd}_i((\Delta)_l) < d_i+k, i=1,2\dots m, \end{aligned} \quad (23)$$

где C_A и C_D – матрицы коэффициентов при наивысших степенях оператора дифференцирования p дифференциальных операторов в столбцах матриц A_r и Δ .

Матрицу Z представим в виде

$$Z = p^r C_Z + (Z)_l, \quad (24)$$

где C_Z – матрица коэффициентов и $d((Z)_l) < r$. Подставляя (23) и (24) в (17) и учитывая неравенства (18), (19) и (20), получаем $C_Z C_A \text{diag}(p^{d_1+r} \dots p^{d_m+r}) + D + Y B_r = C_D \text{diag}(p^{d_1+k} \dots p^{d_m+k}) + (\Delta)_l$ для некоторой матрицы $D \in R^{m \times m}$. Причём $\text{cd}_i(D) < d_i+r$, $\text{cd}_i(Y B_r) < d_i+k$, $i=1,2\dots m$. Отсюда имеем $r=k$ и $C_Z C_A = C_D$. По условию матрицы A_r и Δ собственные по столбцам, что равносильно тому, что матрицы коэффициентов C_A и C_D имеют полный ранг [7]. Тогда и матрица C_Z будет невырожденной. Следовательно, невырожденной будет и матрица Z . Таким образом, матрица Z в (24) будет правильной по строкам со степенями строк $\text{rd}_i(Z)=k$, $i=1,2\dots m$, а поскольку имеет место неравенство (18), то справедливо и неравенство (21).

Следствие. В скалярном случае ($m=n=1$) решение уравнения (17), удовлетворяющее условию (18) единственно. Причём при $d(\Delta)=2d-1$, где $d=d(A_r)$, получаем $d(Y) \leq d(Z)=d-1$.

Доказательство. Пусть существует два решения $Y_1, Y_2 \in R$, удовлетворяющие (18). Согласно (22), имеем

$$Y_1 - Y_2 = T A_l^\beta, \quad (25)$$

для некоторого оператора $T \in R$. Из (5) и (6) следует, что $B_l^\beta A_r = A_l^\beta B_r$. По условию операторы A_r и B_r взаимно просты справа. По построению операторы B_l^β и A_l^β взаимно просты слева. Тогда

$$d = d(A_r) = d(A_l^\beta), \quad d(B_r) = d(B_l^\beta). \quad (26)$$

Так как, согласно (18) $d(Y) \leq d-1$, то в (25) имеем $d(Y_1 - Y_2) \leq d-1$ и $d(TA_l^\beta) \geq d$. Противоречие, следовательно, $Y_1 = Y_2$. Перепишем уравнение (17) $ZA_r = -YB_r + \Delta$. При заданных A_r и B_r и полученном решении Y последнее уравнение имеет единственное решение Z .

В скалярном случае условие (20) с учётом (26) примет вид $d(\Delta)=2d-1$. Тогда в (21) получим $d(Y) \leq d(Z)=d-1$.

Выводы. Получены конструктивные процедуры решения однородных и неоднородных линейных нестационарных дифференциальных матричных операторных уравнений, основанные на приведении матриц к треугольным формам, которое может осуществляться с помощью систем компьютерной алгебры Maple, Reduce, Singular, Gap и т.д.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андреев Ю.Н. Алгебраические методы пространства состояний в теории управления линейными объектами. Обзор зарубежной литературы // Автоматика и телемеханика, 1977. № 3. с. 5-50.
2. Ylinen. An algebraic theory for analysis and synthesis of time-varying linear differentials systems // Acta Politechnica Scandinavica: Math. and Comput., Ser. N 32, Helsinki, 1980. 62 p.
3. Кон П. Свободные кольца и их связи. М.: Мир, 1974. 424 с.
4. Григорьев В.М. Формальные передаточные функции для линейных нестационарных систем // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных трудов. - Выпуск 5 (28). - Днепропетровск, 2004. - с. 3-9.
5. Григорьев В.М. Ранги операторных матриц. // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных трудов. - Выпуск 5 (28). - Днепропетровск, 2004. - с. 15-19.
6. Григорьев В.М. Совместность и эквивалентность линейных нестационарных систем управления // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных трудов. - Выпуск 2 (10). - Дніпропетровськ, 2003. - с. 104-112.
7. Григорьев В.М. Правильные операторные матрицы // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных трудов. - Выпуск 6 (41). - Днепропетровск, 2005. - с. 10-14.

Получено 14.10.2009г.

УДК 62-50:519.49

В.М. Григор'єв, Д.С. Сліпуха

РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ КАТАЛОГІЗАЦІЇ ІНФОРМАЦІЇ В БІБЛІОТЕЧНІЙ СИСТЕМІ

Анотація. Розроблено програмне забезпечення, що дозволяє створювати та використовувати бібліотечний каталог, та включає в себе рекомендаційну систему, що значно прискорює процес каталогізації бібліотеки.

Ключові слова: бібліотечний каталог, рекомендаційна система.

Актуальність теми. Процес каталогізації інформації в бібліотеці завжди потребував значних зусиль з боку людини, оскільки його неможливо повністю автоматизувати. Він включає до себе такі процеси, як поповнення каталогу, систематизація, класифікація, доробка внутрішнього та зовнішнього оформлення, бібліографічна обробка, та багато інших. Проте завжди існує можливість частково автоматизувати процес, з ціллю зведення ручної праці до мінімуму. Ця задача ускладнена тим, що не існує загальних методів автоматизації процесів у слабоформалізованих бібліотечних системах, так як кожна з них потребує різних підходів, в залежності від типу бібліотечної системи. На даний момент фактично не існує повнофункціонального програмного забезпечення, що повністю дозволяє вирішити цю задачу.

Аналіз останніх досліджень. Інформаційну основою процесу каталогізації складають рекомендаційні системи. Векторна модель рекомендаційних систем полягає у тому, щоб представити бібліотечні об'єкти (книжки, каталоги та ін.) у вигляді багатовимірних векторів, де у якості координат використовується чисельне уявлення деяких їх властивостей. Тоді величиною, що характеризує схожість цих об'єктів буде косинус кута між векторами. У якості координат вектору можна використовувати будь-які параметри, по яких можна порівнювати об'єкти, та які можливо представити в чисельному вигляді. Популярним параметром є вага ключових слів.

Найбільш розповсюджені наступні системи каталогізації.

Book Collector – це досить потужна програма для каталогізації бібліотеки, з комплексу програм collectorz.com. Важливою перевагою цієї програми є модуль пошуку по базах даних Інтернет, що значно прискорює процес каталогізації та оформлення колекції. Також присутній модуль пошуку по книгах, що дозволяє шукати по ISBN, або назві книги. Проте слід зазначити, що ця програма більш призначена для керування приватною колекцією книг, аніж бібліотекою з багатою кількістю користувачів, та являється платною.

БД Книги – це доволі проста програма, призначена для впорядкованого зберігання та швидкого пошуку електронних книг. Вона є безкоштовною та не потребує реєстрації, проте має обмежену функціональність та не призначена для керування великою бібліотекою. Також вона не має засобів прискорення процесу каталогізації, і не призначена для сумісного користування бібліотекою.

MyHomeLib – це безкоштовна програма для керування колекціями електронних книг, що розповсюджується за ліцензією GPLv3. Вона має широкі можливості, такі як: необмежена кількість користувальницьких колекцій, автоматичний імпорт та експорт книг з будь-якими типами файлів, підключення користувальницьких скриптів для обробки книг. Проте, попри всі переваги, ця програма також більш орієнтована на приватну електронну бібліотеку, та не надає жодних можливостей для автоматизації процесу каталогізації.

Проведений аналіз існуючих систем каталогізації виявив, що жодна з існуючих систем не задовольняє водночас таким потребам, як:

- підтримка великих електронних бібліотек;
- підтримка видаленої роботи декількох користувачів;
- виявлення дублікатів книг у каталозі;
- наявність рекомендаційної системи, що прискорює процес каталогізації;
- наявність інтерфейсу адміністратора, що дозволяє керувати процесом каталогізації;
- індексація та пошук по книгах та їх змісту;

Для вирішення проблем каталогізації було прийняте рішення розробити таке програмне забезпечення у вигляді Інтернет-проекту, яке буде відповідати всім цим вимогам та надасть можливість

створення та використання бібліотечного каталогу, а також створення рекомендаційної системи, яка призначена полегшити процес каталогізації інформації у бібліотеці.

Обґрунтування отриманих результатів. Для користування розробленим програмним каталогом, насамперед необхідно синхронізувати його з існуючою бібліотекою. Процес синхронізації складається з чотирьох етапів:

1. Спочатку сканується структура бібліотеки та на її основі будується тимчасове дерево каталогу;
2. Виконується рекурсивний обхід створеного дерева, при якому в базу додаються нові категорії та книги;
3. Існуючі в каталогі книги перевіряються на наявність в бібліотеці, та видаляються з каталогу, якщо вони не присутні в бібліотеці;
4. Існуючі в каталогі категорії перевіряються на наявність в бібліотеці, та видаляються з каталогу, якщо вони не присутні в бібліотеці, або якщо вони не мають книг у собі.

Для виконання повнотекстового пошуку, а також для створення ключових слів для рекомендаційної системи, необхідно мати можливість працювати з текстовим вмістом книг. Для цього потрібно індексувати вміст книг у бібліотеці. Оскільки книги в бібліотеці зберігаються у різних форматах, потрібно забезпечити можливість вилучення тексту з найбільш поширених форматів книг. Це дозволяють зробити пошукові фільтри служби Windows Search, або сторонні програми. Служба каталогу використовує обидва методи, оскільки в залежності від формату даних, різні методи працюють з різною швидкістю. Тому для прискорення виконання процесу індексації використовуються як фільтри, так і сторонні програми, в залежності від того, який метод дає більшу швидкість.

Слід зазначити, що для дуже великої кількості книг у бібліотеці, цей процес може зайняти декілька годин. Проте, оскільки при повторному запуску індексації будуть оброблятися лише не індексовані книги, існує можливість проведення повної індексації за декілька підходів.

Для подолання проблеми «холодного старту» рекомендаційної системи необхідно надати їй початкові дані, на основі яких вона зможе працювати. Такими даними виступають набори ключових слів,

що характеризують категорії бібліотеки. Набори ключових слів розподіляються на два типи:

1. Набори ключових слів з назв книг;
2. Набори ключових слів зі вмісту книг.

Створювати набори ключових слів з назв книг можна одразу після синхронізації каталогу з бібліотекою, оскільки при синхронізації назви книг зберігаються у базі даних.

Створення наборів ключових слів зі вмісту книг є можливим лише після проведення повної індексації бібліотеки.

Для кожної категорії бібліотеки створюється свій набір ключових слів, що засновується на тих книгах, які знаходяться в даній категорії.

Загальний алгоритм створення наборів ключових слів:

1. З наданих текстів (назви книг чи їх вміст) вилучаються усі слова;
2. З отриманого набору слів вилучаються стоп-слова;
3. Для кожного слова з набору підраховується скільки воно зустрічається в наданих текстах;
4. Слова, які зустрічаються менше зазначеної кількості разів вилучаються з набору;
5. Слова, які зустрічаються найчастіше, позначаються як ключові та зберігаються;
6. На основі відносної частоти зустрічі ключових слів у категорії обчислюється вага кожного ключового слова;
7. Вага ключових слів, що перетинаються у декількох категоріях зменшується пропорційно кількості таких категорій.

Для додання нових книг до каталогу слід перемістити їх до директорії не відсортованих книг, шлях до якої вказано в файлі конфігурації каталогу. Після цього, при наявності хоча б одного типу набору ключових слів, можна скористатися рекомендаційною системою каталогу. Рекомендаційна система намагається визначити, до якої категорії відноситься кожна не відсортована книга.

Алгоритм роботи рекомендаційної системи є наступним:

1. Завантажуються набори ключових слів, у формі, зручній для використання рекомендаційною системою;
2. З назви та вмісту оброблюваної книги вилучаються всі слова;

3. Підраховується ймовірність відношення книги до кожної категорії, базуючись на наявності ключових слів у імені книги;

4. Підраховується ймовірність відношення книги до кожної категорії, базуючись на наявності ключових слів у вмісті книги;

5. Отримані ймовірності для кожної категорії додаються;

6. Категорії, що в результаті мають найбільшу ймовірність надаються користувачеві для вибору.

Також рекомендаційна система відстежує, чи не знаходиться вже у бібліотеці книга, що додається. Якщо вона вже там знаходиться, то дублікат цієї книги буде переміщено до директорії дублікатів.

Слід зазначити, що точність рекомендаційної системи, що працює за таким алгоритмом, буде в першу чергу залежати від якості сортування вже існуючої бібліотеки.

Після обробки не відсортованих книг рекомендаційною системою, необхідно перейти на сторінку додання нової книги, де для кожної книги можна обрати категорію, з запропонованих рекомендаційною системою.

Висновки. Було розроблено програмне забезпечення, що дозволяє створювати та використовувати бібліотечний каталог, та включає в себе рекомендаційну систему, що значно прискорює процес каталогізації бібліотеки.

Умовно розроблене програмне забезпечення можна поділити на дві частини: служба каталогу та веб-додаток. Служба каталогу обробляє бібліотечні дані, створюючи на їх основі каталог та рекомендаційну систему. Веб-додаток надає адміністратору бібліотеки користувальницький інтерфейс до служби каталогу, а звичайним користувачам – доступ до бібліотеки.

Розроблена служба каталогу може виконувати наступні завдання:

- Синхронізація каталогу з бібліотекою;
- Пошук та видалення дублікатів книг;
- Індексція бібліотеки;
- Створення ключових слів;
- Надання рекомендацій, щодо каталогізації нових книг.

Точність роботи рекомендаційної системи збільшується зі збільшенням книг у каталозі.

Розроблене програмне забезпечення дозволяє спростити доступ до бібліотеки користувачам, та значно прискорює процес додавання нових книг у бібліотечний каталог.

ЛІТЕРАТУРА

1. Application of Dimensionality Reduction in Recommender System - A Case Study / Badrul M. Sarwar, George Karypis, Joseph A. Konstan, John T. Riedl - University of Minnesota
2. Przemyslaw Kazienko, Pawel Kolodziejski Personalized Integration of Recommendation Methods for E-commerce - Wroclaw University of Technology, 2006
3. Ф.С. Воройский Основы проектирования автоматизированных библиотечно-информационных систем, Москва, ФИЗМАТЛИТ, 2002
4. David Mertz Text Processing in Python - Addison Wesley, 2003
5. Adrian Holovaty, Jacob Kaplan-Moss The Definitive Guide to Django: Web Development Done Right – Apress, 2008

Отримано 15.10.2009р.

УДК 519.6:536.764

А.И. Ивон, В.Р. Колбунов, И.М. Черненко
**ЗАЩИТА БЛОКА ПИТАНИЯ КОМПЬЮТЕРА
ОТ ТОКА ВКЛЮЧЕНИЯ**

Аннотация. Выполнен анализ кинетики напряжения и тока во входной электрической цепи блока питания компьютера содержащей критический терморезистор на основе диоксиднованадиевой стеклокерамики. Показана возможность эффективного ограничения тока включения с помощью такого терморезистора и определены критерии выбора его оптимальных параметров для защиты безтрансформаторных источников питания от тока включения.

Ключевые слова: безтрансформаторный источник питания; критический терморезистор; защита от тока включения.

Введение. Характерной особенностью безтрансформаторного блока питания компьютера, является возникновение при включении сетевого напряжения броска тока через диоды выпрямительного моста. Амплитуда броска тока составляет около сотни ампер, что может привести к пробое диодов. Для предотвращения пробоя во входной цепи блока питания включается терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) [1,2], который в холодном состоянии имеет повышенное сопротивление, что ограничивает бросок зарядного тока емкостного делителя напряжения при включении питания. Поскольку терморезистор разогревается протекающим через него током, его сопротивление падает, и в дальнейшем он не влияет на работу схемы.

Нами разработан терморезистивный материал на основе VO_2 и ванадиево-фосфатных стекол (ВФС) – диоксиднованадиевая стеклокерамика [3], сочетающий свойства терморезистора и термического реле. При нагревании терморезисторы на основе такого материала скачком уменьшают сопротивление на два порядка и могут пропускать в низкоомном состоянии токи до 10 А, разогреваясь до температуры не выше 90 °С [4]. Это выгодно отличает их от обычных полупроводниковых терморезисторов, которые не имеют скачка на температурной зависимости сопротивления (не обладают свойством термического реле) и требуют разогрева до более высоких температур

© Ивон А.И., Колбунов В.Р., Черненко И.М., 2009

для уменьшения сопротивления хотя бы на порядок по сравнению с его значением в холодном состоянии [5].

Постановка задачи. Цель работы – определение оптимальных параметров терморезисторов на основе диоксидованадиевой стеклокерамики для защиты безтрансформаторных блоков питания от тока включения.

Обоснование полученных результатов. Типовая схема входной электрической цепи блока питания компьютера показана на рис.1 [1,2].

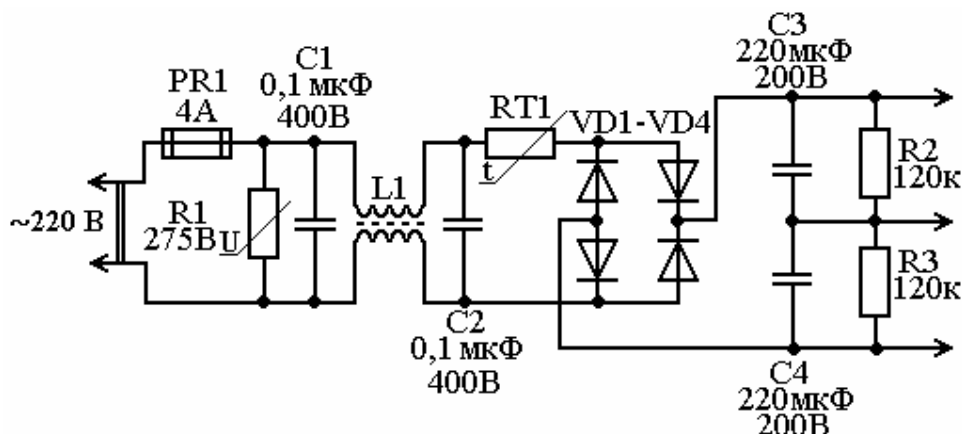


Рисунок 1 - Принципиальная электрическая схема входной цепи блока питания компьютера

На входе блока питания расположен выпрямитель сетевого напряжения на диодах VD1-VD4, в состав которого входит плавкий предохранитель PR1, варистор R1, защищающий блок питания от перенапряжений, фильтр высокочастотных импульсных помех на конденсаторах C1, C2 и дросселе L1, а также терморезистор RT1 с отрицательным ТКС и делитель напряжения на конденсаторах C3, C4 и резисторах R2, R3. Конденсаторы большой емкости C3, C4, включенные на выходе мостового выпрямителя VD1-VD4, выполняют также функцию фильтра, сглаживающего пульсации напряжения.

Особенностью схемы, показанной на рис. 1, является то, что при отсутствии терморезистора RT1, она работает при включении сетевого напряжения в режиме короткого замыкания через незаряженные конденсаторы C3, C4 и открытые диоды выпрямительного моста. Это вызывает бросок тока, величина которого, с учетом малого сопротивления плавкого предохранителя и открытых диодов, может достигать сотни ампер, что является

небезопасным для диодов. При наличии терморезистора, его сопротивление в холодном состоянии ограничивает величину тока включения и тем самым препятствует пробой диодов.

Использование в схеме (рис. 1) вместо обычного полупроводникового терморезистора, критического терморезистора, обладающего свойством термического реле, позволяет повысить эффективность защиты безтрансформаторных блоков питания от тока включения. На рис. 2 показана температурная зависимость удельного электрического сопротивления диоксиднованадиевой стеклокерамики состава (вес. %) $40\text{VO}_2-4,5\text{Cu}-15\text{ВФС}-40,5\text{SnO}_2$.

Как видно, благодаря скачку электрического сопротивления в области температуры фазового перехода металл-полупроводник в VO_2 $T_t \sim 70^\circ\text{C}$, терморезистор на основе такой стеклокерамики достаточно нагреть до температуры $80-90^\circ\text{C}$, чтобы его сопротивление уменьшилось в сто раз. Такая особенность практически идеально подходит для защиты входной цепи безтрансформаторных источников питания от тока включения, поскольку в холодном состоянии терморезистор имеет высокое сопротивление R_{off} ,

ограничивающее ток заряда конденсаторов СЗ, С4 (рис. 1), а после разогрева скачком уменьшает сопротивление до малой величины R_{on} и, таким образом, не влияет на дальнейшую работу схемы блока питания.

Для определения интервала времени t_p , с момента включения сетевого напряжения, который необходим для нагрева терморезистора до температуры T_t , при которой терморезистор на основе диоксиднованадиевой керамики скачком изменяет сопротивление (рис. 2), запишем уравнение теплового баланса:

$$C_T \frac{d\Delta T}{dt} + K \Delta T = \frac{U_0^2 \sin^2(\omega t)}{R_{\text{off}}}, \quad (1)$$

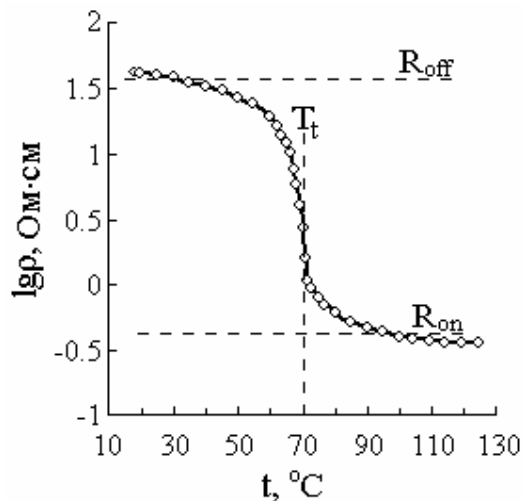


Рисунок 2 - Температурная зависимость удельного электрического сопротивления керамики (вес.%)

$40\text{VO}_2-4,5\text{Cu}-15\text{ВФС}-40,5\text{SnO}_2$

где C_T – теплоемкость терморезистора; $\Delta T = T - Q$ – разность между температурой T терморезистора и температурой Q окружающей среды; K – коэффициент теплового рассеивания; R_{off} – сопротивление терморезистора ниже температуры фазового перехода металл-полупроводник T_t (рис. 2); U_0 – амплитуда сетевого напряжения; t – время; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота.

Решение (1) найдем для упрощенного случая, предположив, что R_{off} не зависит от температуры. При начальном условии $t=0$, $\Delta T = 0$ оно имеет вид:

$$\Delta T = \frac{U_0^2 \left(1 + (2\omega\tau_T)^2 (1 - \exp(-\frac{t}{\tau_T})) - \cos(2\omega t) - 2\omega\tau_T \sin(2\omega t) \right)}{2R_{\text{off}}K(1 + (2\omega\tau_T)^2)}, \quad (2)$$

где $\tau_T = C_T/K$ – тепловая постоянная времени терморезистора.

Значение τ_T для объемных терморезисторов обычно составляет секунды или несколько десятков секунд [5], поэтому на частоте сетевого напряжения $f = 50$ Гц выполняется условие $2\omega\tau_T \gg 1$. Это дает возможность упростить соотношение (2), приведя его к виду:

$$\Delta T = \frac{U_0^2}{2R_{\text{off}}K} (1 - \exp(-\frac{t}{\tau_T})). \quad (3)$$

Подставив в (3) $\Delta T_t = T_t - Q$ и $t = t_p$, для времени разогрева терморезистора до температуры фазового перехода металл-полупроводник получим:

$$t_p = -\tau_T \ln \left(1 - \frac{2R_{\text{off}}K\Delta T_t}{U_0^2} \right). \quad (4)$$

Поскольку амплитуда сетевого напряжения $U_0 = 220$ В, а величины K , R_{off} , ΔT_t имеют типовые значения $K \leq 10^{-1}$ Вт/К, $R_{\text{off}} \sim 10^2$ Ом, $\Delta T_t \sim 70$ К, то выполняется условие $2R_{\text{off}}K\Delta T_t/U_0^2 \ll 1$. С учетом этого условия, разложив в ряд логарифм и ограничившись первым членом разложения, получим:

$$t_p = \frac{2C_T R_{\text{off}} \Delta T_t}{U_0^2}. \quad (5)$$

Проанализируем кинетику напряжения и тока во входной цепи схемы безтрансформаторного источника питания после включения сетевого напряжения. Отметим, что, в принципе, возможны два

способа включения терморезистора R_{T1} (рис. 1): он может быть включен как до выпрямительного диодного моста, так и после него. В обоих случаях терморезистор ограничивает ток заряда конденсаторов делителя-фильтра напряжения $C3$, $C4$. Бросок этого тока при включении питания компьютера опасен для диодов выпрямителя $VD1$ – $VD4$.

Эквивалентная схема цепи заряда конденсаторов $C3$, $C4$ без учета незначительного влияния на ток заряда фильтра высокочастотных импульсных помех (дрессель $L1$, конденсаторы $C1$, $C2$, рис. 1), показана на рис. 3.

На этом рисунке R_d – эквивалентное прямое статическое электрическое сопротивление диодов выпрямительного моста, R_T – сопротивление терморезистора, C_ϕ – емкость фильтра-делителя напряжения ($C_\phi = C3C4/(C3+C4)$). Для упрощения анализа будем считать, что заряд конденсатора C_ϕ происходит от источника постоянного (выпрямленного и сглаженного) напряжением U_0 , сопротивление терморезистора $R_T = R_{off}$ выше температуры фазового перехода металл-полупроводник не зависит от температуры, а прямое сопротивление диодов R_d – от напряжения.

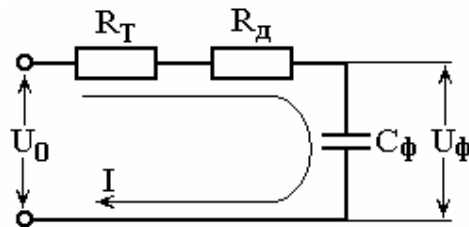


Рисунок 3- Эквивалентная схема цепи заряда конденсаторов делителя-фильтра безтрансформаторного источника питания

Когда во входной цепи блока питания нет терморезистора ($R_T = 0$), кинетика тока I и напряжения U_ϕ на конденсаторе C_ϕ , с учетом эквивалентной схемы на рис. 3, описывается соотношениями:

$$U_\phi(t) = U_0 \left(1 - \exp \left(- \frac{t}{C_\phi R_d} \right) \right), \quad (6)$$

$$I(t) = \frac{U_0}{R_d} \exp \left(- \frac{t}{C_\phi R_d} \right), \quad (7)$$

то есть, в момент включения сетевого напряжения, величина броска электрического тока составляет U_0/R_d и при напряжении $U_0 = 220$ В

и прямом статическом сопротивлении диодов единицы Ом достигает сотни ампер.

В интервале времени $t \leq t_p$ терморезистор, имеет высокое сопротивление R_{off} , соответствующее полупроводниковой фазе диоксида ванадия. Поэтому его включение во входную цепь блока питания обеспечивает ограничение тока заряда конденсаторов делителя-фильтра C_ϕ . В этом случае временные зависимости напряжения U_ϕ и тока, с учетом эквивалентной схемы, представленной на рис. 3, описываются соотношениями:

$$U_\phi(t) = U_0 \left(1 - \exp \left(- \frac{t}{C_\phi(R_d + R_{off})} \right) \right), \quad (8)$$

$$I(t) = \frac{U_0}{(R_d + R_{off})} \exp \left(- \frac{t}{C_\phi(R_d + R_{off})} \right). \quad (9)$$

Таким образом, величина броска тока включения $U_0/(R_d + R_{off})$ в $\gamma_1 = 1 + R_{off}/R_d$ (10)

раз меньше по сравнению со случаем, когда терморезистор во входной цепи блока питания отсутствует.

При анализе кинетики напряжения и тока в цепях с терморезисторами на основе диоксиднованадиевой стеклокерамики нужно учитывать, что в момент времени t_p , определяемый соотношением (5), когда терморезистор нагревается до температуры T_t , возникает вторичный бросок электрического тока, обусловленный резким уменьшением сопротивления от значения R_{off} до малого значения R_{on} (рис. 2). Для цепи, представленной на рис. 3, величину этого броска тока $I(t_p)$ можно найти, воспользовавшись соотношениями (5) и (8):

$$I(t_p) = \frac{U_0 - U_\phi(t_p)}{R_d + R_{on}} = \frac{U_0}{R_d + R_{on}} \exp \left(- \frac{2C_\phi \Delta T_t}{C_\phi U_0^2} \right). \quad (11)$$

При выводе (11) учтено, что $R_{off} \gg R_d$.

Можно также показать, что в интервале времени $t > t_p$ временные зависимости напряжения U_ϕ и тока в цепи на рис. 3 описываются соотношениями:

$$U_\phi(t) = U_0 \left(1 - \exp \left(- \frac{t_p}{C_\phi(R_d + R_{off})} \right) \exp \left(- \frac{t - t_p}{C_\phi(R_d + R_{on})} \right) \right), \quad (12)$$

$$I(t) = \frac{U_0}{R_d + R_{on}} \left(-\frac{t_p}{C_\phi(R_d + R_{off})} \right) \exp \left(-\frac{t - t_p}{C_\phi(R_d + R_{on})} \right), \quad (13)$$

Результаты расчета временных зависимостей напряжения и тока по формулам (8), (9), (12), (13) представлены на рис. 4, где такие зависимости приведены также для случая отсутствия терморезистора (расчет по формулам (6), (7)). Результаты получены при значениях величин, входящих в формулы: $U_0 = 220$ В, $R_{off} = 60$ Ом, $R_{on} = 0,5$ Ом, $R_d = 2$ Ом, $C_\phi = 110$ мкФ, $T_t = 70$ °С, $Q = 20$ °С.

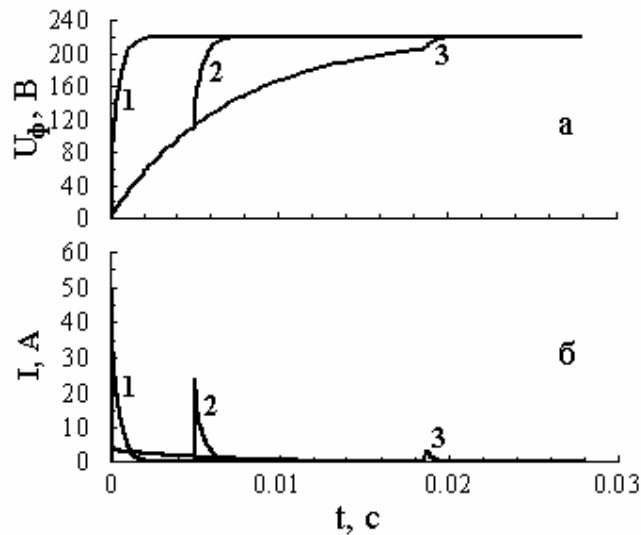


Рисунок 4 - Расчетные временные зависимости напряжения U_ϕ на конденсаторах делителя-фильтра (а) и тока во входной цепи безтрансформаторного источника питания (б) при отсутствии критического терморезистора (1) и при наличии такого терморезистора, который имеет теплоемкость $C_T = 0,04$ Дж/К (2) и $C_T = 0,15$ Дж/К (3)

Из соотношения (11) вытекает, что величину вторичного броска электрического тока ограничивает теплоемкость терморезистора $C_T = c_T dV$ (c_T , d - удельная теплоемкость и плотность материала терморезистора; V - объем рабочего тела терморезистора). С ростом теплоемкости C_T величина вторичного броска электрического тока $I(t_p)$ экспоненциально убывает. Эта величина в

$$\gamma_2 = \frac{U_0}{R_d I(t_p)} = \left(1 + \frac{R_{on}}{R_d} \right) \exp \left(\frac{2C_T \Delta T_t}{C_\phi U_0^2} \right) \quad (14)$$

раз меньше величины броска тока включения при отсутствии терморезистора во входной цепи блока питания.

При поиске критерия выбора оптимальных параметров критического терморезистора для защиты безтрансформаторных источников питания от тока включения будем исходить из того, что бросок тока включения, по сравнению со случаем, когда терморезистор отсутствует, должен быть уменьшен в γ раз ($\gamma \sim 10 - 100$). Поскольку это относится к первичному и вторичному броскам тока, в качестве условия их ограничения можно использовать соотношение $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma$. Это соотношение позволяет выбрать оптимальные размеры критического терморезистора на основе диоксиднованадиевой стеклокерамики при заданной величине емкости конденсаторов фильтра-делителя напряжения $C_\Phi = C_3C_4/(C_3+C_4)$.

Будем считать, что терморезистор имеет рабочее тело в форме цилиндра с высотой L и площадью оснований S , на которые нанесены электроды. Тогда соотношения (10), (14) через удельные параметры материала и геометрические размеры рабочего тела терморезистора можно записать в виде:

$$\gamma = 1 + \frac{\rho_{\text{off}} L}{R_d S}, \quad (15)$$

$$\gamma = \left(1 + \frac{\rho_{\text{on}} L}{R_d S} \right) \exp \left(\frac{2c_T d L S \Delta T_t}{C_\Phi U_0^2} \right). \quad (16)$$

Эти соотношения представляют собой систему уравнений с двумя неизвестными, из которой можно найти геометрические параметры терморезистора на основе диоксиднованадиевой стеклокерамики, при которых величины вторичного и первичного бросков тока включения безтрансформаторного источника питания будут уменьшены в заданное число γ раз.

При $R_{\text{он}} \ll R_d$ из (15) и (16) вытекает, что оптимальные геометрические параметры критического терморезистора на основе диоксиднованадиевой стеклокерамики могут быть рассчитаны по формулам:

$$L = \sqrt{\frac{R_d C_\Phi U_0^2 (\gamma - 1) \ln \gamma}{2c_T d \Delta T_t \rho_{\text{off}}}}, \quad (17)$$

$$S = \sqrt{\frac{\rho_{\text{off}} C_\Phi U_0^2 \ln \gamma}{2(\gamma - 1) R_d c_T d \Delta T_t}}. \quad (18)$$

В частности для терморезистора, изготовленного из стеклокерамики состава $40\text{VO}_2\text{--}4,5\text{Cu--}15\text{ВФС--}40,5\text{SnO}_2$ (рис. 2), при значениях параметров: $\gamma=40$; $R_d = 2 \text{ Ом}$; $U_0 = 220 \text{ В}$; $\rho_{\text{off}} = 40 \text{ Ом см}$; $d = 3,2 \text{ г см}^{-3}$; $c_T = 0,7 \text{ Дж г}^{-1}\text{К}^{-1}$; $\Delta T_t = 50 \text{ }^\circ\text{C}$; $C_\Phi = 110 \text{ мкФ}$, расчет по формулам (17), (18) приводит к следующим геометрическим параметрам: $L = 0,41 \text{ см}$, $S = 0,21 \text{ см}^2$. Таким образом, рабочее тело терморезистора должно быть выполнено в виде цилиндра с высотой $L \sim 4,1 \text{ мм}$ и диаметром оснований $\sim 2,7 \text{ мм}$. Такой критический терморезистор ниже температуры $T_t \sim 70 \text{ }^\circ\text{C}$ будет иметь сопротивление $R_{\text{off}} \sim 80 \text{ Ом}$, а выше этой температуры – сопротивление $R_{\text{он}} \sim 0,8 \text{ Ом}$. Его включение во входную цепь безтрансформаторного блока питания компьютера обеспечит эффективную защиту диодов выпрямительного моста от тока включения сетевого напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Николайчук О. Простой импульсный источник питания // Схемотехника. – 2001. - №7. – С. 8-11.
2. Блоки питания [Электронный ресурс] / 2008 – Режим доступа: <http://www.blok-pitaniya.2vs2.ru>.
3. Деклараційний патент 40748А Україна, МКИ С 04 В 35/495, Н 01 В 01/08. Спосіб одержання напівпровідникової кераміки на основі діоксиду ванадію: О.І. Івон, В.Р. Колбунов, І.М. Черненко (Україна); Дніпропетровський державний університет. – № 99031402; Заявл. 16.03.99; Опубл. 15.08.2001. Бюл. №7. – 2 с.
4. Ivon A.I., Kolbunov V.R., Chernenko I.M. Conductivity of VO_2 -based ceramics. // J. Mat. Sci: Materials in Electronics.–2006.– V. 17, №1. – P. 57 – 62.
5. Шефтель И.Т. Терморезисторы (Электропроводность $3d$ –окислов. Параметры, характеристики и области применения) – М.: Наука, 1973.– 416 с.

Получено 26.11.2009г.

УДК 614.2+574/578+004.38

В.Н. Лехан, М.В. Павленко, А.А. Литвинов

ПОДХОД К АВТОМАТИЗАЦИИ ПЛАНИРОВАНИЯ ЛЕЧЕНИЯ БОЛЬНЫХ ХИРУРГИЧЕСКОГО ПРОФИЛЯ

Аннотация. В работе рассмотрен вариант автоматизации планирования лечения больных хирургического профиля: определены ключевые задачи, связанные с поддержкой планирования операций; приведены варианты построения алгоритмов поиска решений. Результатом работы является формализованное описание общих алгоритмов поиска решений по планированию госпитализации и лечения больного, имеющих целью эффективное использование ресурсов. Ключевые слова: стандарты, планирование, расписание, информационная система, хирургическое отделение, алгоритм.

Введение и актуальность. Повышение эффективности использования ресурсов является одной из важнейших проблем как для государственного и для негосударственного секторов здравоохранения. Решение этой проблемы требует кардинального пересмотра подходов к планированию использования ресурсов в государственных и коммерческих учреждениях здравоохранения, в том числе с использованием современных информационных технологий. Особенно актуальна задача совершенствования планирования ресурсов для медицинских учреждений и служб, которые используют интенсивные медицинские технологии, в частности – для служб хирургического профиля.

В настоящее время, задачи планирования, как правило, решаются вручную специальным штатом сотрудников. В то же время имеются данные, что полная или частичная автоматизация планирования существенно повышают его эффективность. Так, в [1] рассматривается пример оптимизации планирования, который был достигнут благодаря автоматизации планирования дежурств медсестер. Существующие методы автоматизированного планирования операций [2] демонстрируют ограниченность обеспечения полной автоматизации. Причиной является невозможность определения четких предположений и необходимость ясного отображения ответственности за принятое решение.

© Лехан В.Н., Павленко М.В., Литвинов А.А., 2009

Большинство программных средств предлагают инструменты для ручного планирования, частичной проверки правильности сформированных расписаний, предложения вариантов расписаний на выбор пользователя.

В хирургических клиниках планирование операций/хирургических вмешательств понимается как назначение ограниченных ресурсов (операционных, врачей, медсестер и т.д.) на работы (лечение пациента, операция и т.п.) на определенном временном интервале с целью выполнения задач в соответствии с их приоритетами, и учетом оптимизации ресурсов [3]. Процесс планирования определяется набором ограничений и предпочтений (constraints, limitations and preferences) [2], высоким уровнем сложности планирования из-за: неопределенности связи между предложенными возможностями и действительными потребностями; невозможности предопределить поток работ связанный с лечением пациента; ургентных случаев, которые вызывают переработку существующих расписаний и необходимость адаптации к вызванным изменениям.

Краткий обзор существующих методов и постановка задачи. Следует отметить, что существующие методы полуавтоматического планирования операций [4] не учитывают планирование коечного фонда и ограничиваются лишь планированием хирургических вмешательств. Приведем некоторые особенности существующих методик планирования.

Распределение операционного времени происходит по сменам. Приводятся схемы планирования смен на базе предопределенных характеристик-предпочтений (preference-based assignment): должности и специализации (старший врач, ассистент, анестезиолог, медсестра); часов указанных в контракте по каждому лицу; времени смены (динамическая величина); минимального/максимального числа сотрудников (зависит от дня, смены, квалификации); максимальной продолжительности смены; минимальной паузы между дежурствами; особых пожеланий. Однако не учитывается вариант иного распределения ресурсов операционной (на протяжении суток могут работать различные бригады). Выделяются жесткие ограничения, например [4]: максимальная загрузка без паузы, минимальная пауза между операциями и т.д. Однако не учитывается ряд важных правил

связанных со спецификой работы рассматриваемой клиники и не предполагается вариантов расширения системы данных ограничений.

Ориентация только на ургентную специфику приводит к необходимости поддержки динамического распределения ресурсов, решению вопроса выбора следующей задачи. Каждый раз, когда операционная группа становится свободной, проводится пересчет индекса ранжирования задач для каждой работы и выбор задачи с наибольшим индексом. Индекс определяется характеристиками: «вес» состояния пациента (тяжесть, приоритет), время обработки задания, ургентность, срок выполнения оставшихся работ. Однако в данном случае планирования абсолютно не учитывается распределение коечного фонда – предполагается использование неограниченного резерва.

Исходя из описанных особенностей построения систем планирования оперативных вмешательств и основываясь на требованиях, обусловленных спецификой работы хирургического отделения с потоком плановых операций, можно сделать следующие выводы:

- варианты предложенного планирования, основанные на полностью динамическом распределении ресурсов операционной, формирования смен, назначения операций без учета коечного фонда не являются приемлемыми;

- необходимо рассмотреть варианты построения оптимального графика операций скоординированного с оптимальным графиком заполнения коечного фонда, на базе заданных стандартов, ограничений и правил, учитывая вариант их изменения и расширения;

- необходимо рассмотреть варианты отмены правил, ограничений в критических ситуациях;

- необходимо предусмотреть варианты обработки критических ситуаций и перепланирования с оптимальным использованием резервов;

- реализовать систему поддержки планирования ресурсов и оценить эффект ее применения.

В данной работе рассматривается вариант частичного решения задачи *автоматизации построения оптимального графика операций скоординированного с оптимальным графиком заполнения коечного*

фонда на базе системы динамического составления расписания, что отвечает требованиям реальной работы хирургического отделения. В целом, данная задача сводится к автоматизации планирования лечения больного хирургического профиля на базе процедуры динамического составления расписания.

Основная часть. Планирование операций осуществляется динамически в рамках заданного ограниченного временного интервала (окна). Рамки окна определяются текущей загрузкой ресурсов клиники и приоритетом операции (тяжестью состояния больного и т.д.). Это является одним из существенных отличий рассматриваемой системы от систем планирования расписания поездов, занятий, выполнения вычислений, в которых выполняемые задачи известны заранее. Перепланирование уже запланированных операций возможно, но является крайне нежелательным. На рис.1 представлена общая модель обслуживания пациентов в хирургическом отделении с одной операционной.

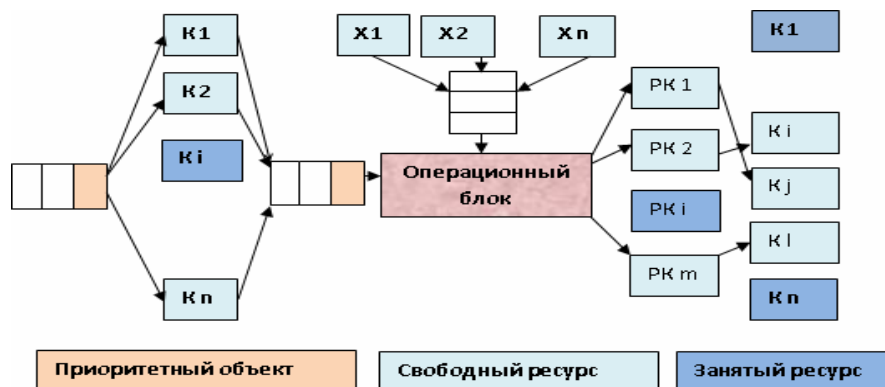


Рисунок 1. – Общая модель обслуживания пациентов хирургическим отделением. К – койка, РК – реанимационная койка, Х – хирург

Как видно из схемы, ключевыми активностями являются: предоперационное лечение (время, койка), операция (время, тип, специализация хирурга), реанимационное лечение (время, реанимационная койка), послеоперационное лечение (время, койка). С указанными активностями связаны 4 основных типа ресурсов: хирург, койка в отделении, операционное время, реанимационная койка. Ключевым моментом планирования распределения ресурсов является использование *стандарта лечения больного*, который представляет набор активностей (шагов с применением материальных

и человеческих ресурсов) для решения проблемы, описываемой состоянием пациента (как правило, клиническим диагнозом). На рис.2 показана схема использования ресурсов, определенная стандартами лечения для двух различных клинических состояний (отмечены разными цветами).

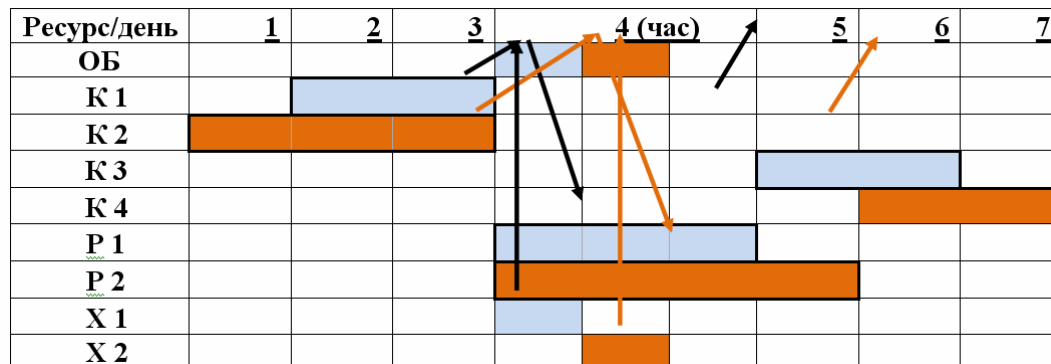


Рисунок 2 – Задача распределения ресурсов. К – койка, Р – реанимационная койка, Х – хирург, ОБ – операционный блок

На рис.3. представлена модель бизнес процессов связанных с планированием операции с использованием стандарта на описание бизнес-процессов BPMN.

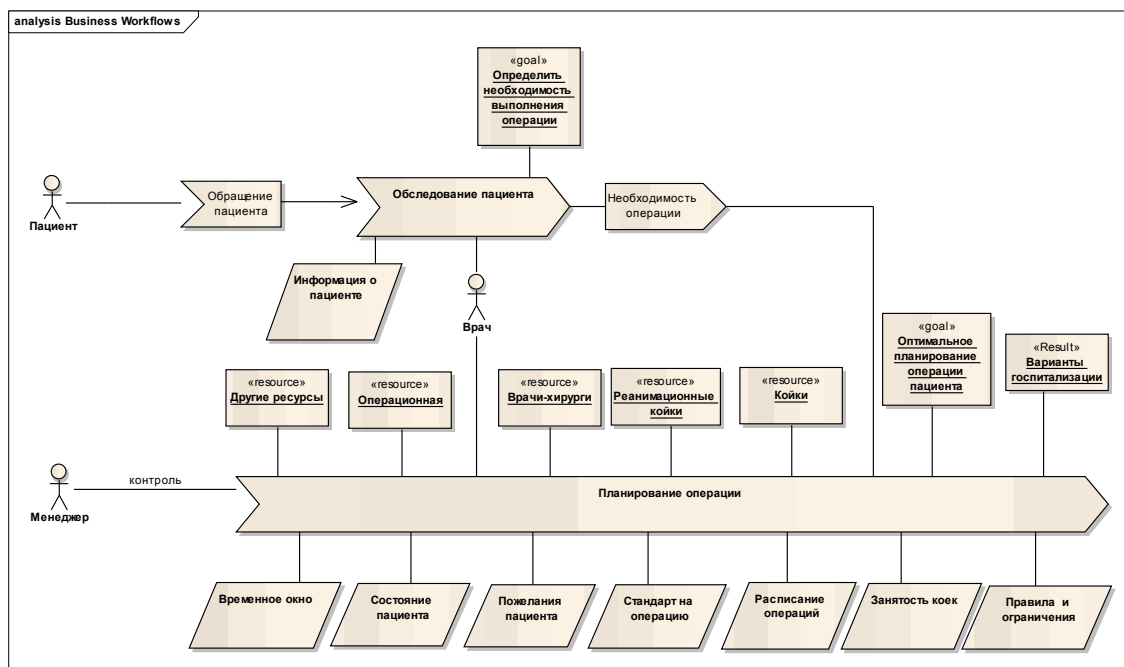


Рисунок 3 – Модель бизнес процессов связанных с планированием операции

Представленная модель описывает следующее. На базе результатов обследования пациента формируется заявка на проведение операции и соответственно госпитализацию пациента. Заявка производится в рамках окна с учетом уже распределенных ресурсов. Исполнителем является врач, обследующий пациента.

На основании соответствующего стандарта лечения, связанного с состоянием пациента, в рамках заданного окна поиска производится поиск возможных вариантов обслуживания пациента. При этом учитываются уже запланированные операции, занятость обычных и реанимационных коек, а также правила и ограничения, связанные с планированием эффективной работы отделения. При поиске также могут учитываться пожелания пациента связанные с использованием дополнительных ресурсов, не предусмотренных стандартом.

Стандарт, связанный с каждым типом операции – в терминах системы управления бизнес процессами соответствует понятию «потока работ» (абстракция, описывающая структуру и порядок активностей, временные и пространственные ограничения, использование людских и материальных ресурсов для достижения цели, которая имеет ценность для клиента).

Основными фазами потока работ оперативного лечения являются: подготовка к операции, проведение операции, реанимационная и интенсивная терапия, послеоперационное лечение и выписка.

Каждая фаза потока и, соответственно, поток в целом имеют четкие временные границы. Иными словами, стандарт для указанной задачи планирования представляет информацию о типе операции, времени необходимом на выполнение операции, количестве дней до и после- операционного лечения. Например, время на выполнение заданной операции не может превышать (соответствует) заданного временного интервала, при этом больной должен быть госпитализирован за указанное в стандарте количество дней до операции и при успешном исходе больной выписывается через указанное в стандарте количество дней после операции.

Временные рамки базируются на четко определенных активностях (последовательностях шагов, с применением людских и материальных ресурсов) описанных стандартом. С каждой фазой потока связаны материальные и людские ресурсы (табл.1).

Таблица 1

Связь основных типов ресурсов с фазами потока работ

Фаза	Ресурсы	Ответственный	Цель
Предоперационная	Коечный фонд, медикаменты, оборудование, др.	Лечащий врач, Обслуживающий персонал	Подготовка к операции
Операция	Операционная Медикаменты, материалы, оборудование др.	Операционная бригада	Проведение операции
Интенсивная терапия	Реанимационный коечный фонд, медикаменты, материалы, др.	Обслуживающий персонал	Переход к послеоперационному лечению
Послеоперационная	Коечный фонд, медикаменты, оборудование, др.	Лечащий врач, обслуживающий персонал	Выздоровление и выписка пациента

Вариант альтернативных сценариев, которые допускают пессимистическое развитие ситуации в рамках фазы, является темой отдельной работы. Однако стоит отметить, что вариант отклонения может быть предусмотрен стандартом, что естественно влияет на планирование включения резервов. Так, в случае если поток не укладывается в заданные границы, связанные с временными, материальными и трудовыми затратами – выясняются причины несоответствия реального потока заданной модели. По результатам подобного мониторинга возможна коррекция модели потока (стандарта).

Система ограничений. Система ограничений, лежащая в основе поиска оптимального расписания, может быть представлена двумя классами: объективные ограничения и правила-эвристики направленные на повышение эффективности распределения ресурсов.

К объективным ограничениям можно отнести: число палат (мужские и женские) и их емкость (одноместные, двухместные), число коек и реанимационных коек в отделении, число операционных.

Детализация правил-эвристик выходит за рамки представленной работы. Следует отметить, что правила-эвристики могут иметь множество вариантов и зависеть от специфики клиники. Для текущей задачи построения общего алгоритма планирования

госпитализации и операции пациента целесообразно данные правила и ограничения представить в виде некоторого абстрактного множества или системы «фильтров» накладывающей ограничения на процедуру поиска решений. Наиболее общими ограничениями являются: длительность рабочего дня хирурга (максимального времени пребывания хирурга в операционной), длительность операционного рабочего дня. К более специфичным можно отнести правило определяющее количество и порядок «чистых» (напр., эндоскопических) операций за операционный день, а также правило планирования продолжительных операций. Так, по правилу «чистых» операций, все чистые операции выполняются последовательно и ставятся в начало операционного дня, так как выполнение чистой операции после «грязной» (напр., лапаротомия) требует дополнительных затрат (время, ресурсы) на подготовку операции. При этом, запланированное число чистых операций не должно превышать порогового значения. Однако, данное правило верно при сбалансированном потоке входных запросов (число запросов на выполнение «чистых» и «грязных» операций эффективно разрешается данным правилом), и отменяется в случае отклонения. По правилу планирования продолжительных операций – из-за лимита на операционное время и зависимости оборота койки от количества проведенных операций наиболее эффективным является ежедневное сочетание одной продолжительной операции в совокупности с множеством непродолжительных. Данное правило также может применяться при сбалансированном потоке входных запросов.

Общий алгоритм планирования госпитализации и операции пациента с учетом оптимального распределения ресурсов в условиях динамического составления расписания.

Рассмотрим вариант формализации процедуры планирования лечения пациента в условиях динамического составления расписания. Для формализации используем аппарат теории множеств.

Введем следующие обозначения:

T – множество заданий

t – время выполнения задания

$T_{\text{до}}$ – класс заданий, связанный с дооперационной подготовкой

$T_{\text{оп}}$ – класс заданий, связанный с операцией

$\mathcal{T}_r$ – класс заданий, связанный с реанимационной работой

$\mathcal{T}_{o-}$ – класс заданий, связанный с послеоперационной работой

Принимаем $\mathcal{T} = \mathcal{T}_{o-} \cup \mathcal{T}_o \cup \mathcal{T}_r \cup \mathcal{T}_{o+}$

t_i – некоторое задание по обслуживанию больного

Задание представляет упорядоченный набор из следующих частей

$$t_i \equiv \langle t_{-oi}, t_{oi}, t_{ri}, t_{o+} \rangle, \quad t_{-oi} \in \mathcal{T}_{o-}, t_{oi} \in \mathcal{T}_o, t_{ri} \in \mathcal{T}_r, t_{o+} \in \mathcal{T}_{o+} \quad (1)$$

При этом выполняется, следующее отношение порядка выполнения заданий

$$t_{-oi} \prec t_{oi} \prec t_{ri} \prec t_{o+} \quad (2)$$

где $\prec$ – оператор частичного порядка

dt_i – окно временного интервала, ограничивающего варианты размещения задания в расписании.

Множество ресурсов включает коечный фонд, операционные (в рассматриваемом случае одна), коечный фонд интенсивной терапии, хирургов.

$$\mathcal{R} \equiv \langle \mathcal{K}, \mathcal{O}, \mathcal{I}, \mathcal{X} \rangle \quad (3)$$

$\mathcal{K}$ – койки, $\mathcal{O}$ – операционные, $\mathcal{I}$ – реанимационные койки, $\mathcal{X}$ – хирурги

Для рассматриваемого случая $\mathcal{O} \equiv \{o\}$ (одна операционная).

С ресурсами связаны планы их распределения. План $\mathcal{P}_{dt}(\mathcal{R})$ распределения связан с некоторым периодом dt . Так, тождество

$$\mathcal{P}_{dt}(\mathcal{R}) \equiv \langle \mathcal{P}_{dt}(\mathcal{K}), \mathcal{P}_{dt}(\mathcal{O}), \mathcal{P}_{dt}(\mathcal{I}), \mathcal{P}_{dt}(\mathcal{X}) \rangle \quad (4)$$

описывает запланированные ресурсы на период dt .

Множество запланированных ресурсов соответствует множеству векторов, связывающих единицу ресурса (например, койку) с множеством временных интервалов в которые данный ресурс занят.

$$\mathcal{P}_{dt}(\mathcal{K}) = \{ \langle k_j, \{dt_j\} \rangle \mid \{dt_j\} \subseteq dt \} \quad (5)$$

При этом, очевидно, что запланированные ресурсы на период не могут выходить за рамки существующих.

$$\mathcal{P}_{dt}(\mathcal{R}) \subseteq \mathcal{R} \quad (6)$$

Для связи плана распределения с выбранным окном будем использовать индекс, указывающий на период, заданный окном.

$$\mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{R}) \subseteq \mathcal{P}_{dt}(\mathcal{R}) \quad dt_i \subseteq dt \quad (7)$$

Определим пространство свободных ресурсов на заданный интервал времени, как вычитание запланированного множества

$\mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{R})$ из существующего множества ресурсов доступного на период dt_i .

$$\mathcal{R} \setminus \mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{R}) \quad (8)$$

Результатом будет множество наборов, связывающих единицу ресурса (например, койку) с множеством временных интервалов, за которые данный ресурс свободен.

$$\mathcal{F}_{dt}(\mathcal{K}) = \{ \langle k, \{dt_i\} \rangle \mid \{dt_i\} \subseteq dt \} \quad (9)$$

Существует два основных варианта построения процедуры поиска вариантов распределения ресурсов по условию, задаваемому состоянием пациента, системой правил и ограничений, а также множеством уже запланированных ресурсов.

Первый – осуществление первоначальной проверки ресурсов связанных с выполнением операции, с последующей проверкой доступных ресурсов коечного фонда.

Второй – первоначальная проверка ресурсов коечного фонда с последующей проверкой доступных операционных ресурсов.

Важно отметить, что, независимо от типа процедуры, на каждой из фаз возможно представление *частичных решений задачи, которые могут быть преобразованы в реальные путем изменения существующего плана.*

Алгоритм поиска «приоритет коечным ресурсам».

Процедура поиска носит итерационный характер: делится на фазы, при этом каждая фаза делится на шаги. Такой подход обеспечивает сокращение пространства поиска на каждой из фаз, предоставляет возможность исследования непринятых вариантов (осуществления перераспределения расписания). Описанный подход отдает при планировании приоритет занятости? коечного фонда. Так при варианте невыполнения условий связанных с операцией может использоваться возможность изменения правил и ограничений, связанных с операционной работой, ввод дополнительной операционной и т.д.

Что касается коечного фонда, то изменение ограничений связано с большими трудностями, затратами.

Фаза 1. Первой задачей является поиск возможных вариантов обеспечения выполнения задания необходимым ресурсом коек.

Аргументами процедуры поиска являются: продолжительности пред-, после- операционного и реанимационного периода

$\tau(t_{-o}), \tau(t_r), \tau(t_{o-})$, которые определяется стандартом, пол пациента g , множество свободных обычных и реанимационных коек для заданного окна $\mathcal{K} \setminus \mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{K}), \mathcal{J} \setminus \mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{J})$.

Первым шагом является поиск вариантов предоперационного расположения пациента. Процедура поиска базируется на известных $\tau(t_{-o}), \mathcal{K} \setminus \mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{K}), g$ и возвращает множество векторов (койка, множество временных интервалов).

$$\{(\hat{k}_{t_{-o}}, \{sdt_{t_{-o}}, edt_{t_{-o}}\})\} = s(\tau(t_{-o}), \mathcal{F}_{dt_i}(\mathcal{K}), g) \quad (10)$$

$$\hat{k}_{t_{-o}} \in \mathcal{F}_{dt}(\mathcal{K})$$

$$sdt_{t_{-o}}, edt_{t_{-o}} \in dt_i$$

Важным результатом данного шага является уменьшение первоначального окна до множества реальных дат начала и конца использования койки, удовлетворяющих условию, что сокращает трудоемкость дальнейшего поиска.

Второй шаг. На базе полученных дат представляется возможным вычислить предположительное время начала занятости реанимационной койки, как конец периода использования койки на предоперационном этапе

$$\{sdt_r^i\} = \{edt_{-o}\}$$

Принимая в качестве аргументов полученное множество предположительных дат начала пребывания больного на реанимационной койке, множество свободных реанимационных коек, а также необходимый период пребывания на реанимационной койке (указывается стандартом) получаем набор возможных вариантов резервирования реанимационных коек.

$$\{(\hat{i}_{t_r}, \{sdt_r, edt_r\})\} = s(\tau(t_r), \mathcal{F}_{\{sdt_r^i, sdt_r^i + \tau(t_r)\}}(\mathcal{J}), \{sdt_r^i\}) \quad (11)$$

$$\hat{i}_{t_r} \in \mathcal{F}_{dt_i}(\mathcal{J})$$

На основе полученного набора возможно построение пространства левых границ интервала пребывания больного на послеоперационной койке.

$$\{sdt_{o-}^i\} = \{edt_r\} \quad (12)$$

Третий шаг. Принимая в качестве аргументов полученное множество предположительных дат начала пребывания на послеоперационной койке, множество свободных коек, пол пациента, а также время пребывания на послеоперационной койке, указанное в

стандарте, получаем набор возможных вариантов резервирования послеоперационных коек.

$$\{(\{h_{t_{o-}}, \{sdt_{o-}, edt_{o-}\}\})\} = s\left(\tau(t_{o-}), \mathcal{F}_{\{sdt_{o-}^i, sdt_{o-}^i + \tau(t_{o-})\}}(\mathcal{K}), \emptyset, \{sdt_{o-}^i\}\right) \quad (13)$$

$$h_{t_{o-}} \in \mathcal{F}_{dt_i}(\mathcal{K})$$

На выходе третьего шага мы имеем возможные варианты пребывания пациента в клинике. По-сути это соответствует множеству векторов $\{dt_{o-}, dt_r, dt_{o-}\}$, где каждый элемент вектора это продолжительность пребывания пациента на койке (обычной или реанимационной).

На основе полученных наборов можно определить набор возможных дат операций $\{dt_{o-}^i\}$.

$$\{dt_{o-}^i\} \rightarrow \{dt_{o-}, dt_r, dt_{o-}\} \quad (14)$$

Дата операции соответствует дате начала пребывания на реанимационной койке (возможны и другие варианты, которые легко вычисляются на базе полученных данных).

Фаза 2. Процедура поиска времени операции имеет входной набор: $\tau(t_o)$ – время операции согласно стандарту, $\emptyset \setminus \mathcal{P}_{\{dt_{o-}^i\}}(\emptyset)$ – план операций на предложенное множество предположительных дат, составляющий интервал поиска, $\mathcal{C}(\sigma\tau)$ – ограничения, связанные с продолжительностью операционного дня по операционной, $\mathcal{C}(x)$ – ограничения, связанные с продолжительностью рабочего дня хирурга, $\mathcal{C}(\sigma\tau)$ – ограничения, связанные с типом операции, x – хирург, $\sigma\tau$ – тип операции, $\{dt_{o-}\}$ – множество вариантов дат операций, удовлетворяющих условию и ограничениям.

Процедура заключается в проверке предложенных вариантов возможных дат операций $\{dt_{o-}^i\}$, согласно дополнительным условиям и ограничениям. Результатом является множество дат операций $\{dt_{o-}\}$.

Общая формула процедуры поиска может быть представлена

$$\mathcal{C}(\emptyset) = \{\mathcal{C}(\sigma\tau), \mathcal{C}(x), \mathcal{C}(\sigma\tau)\} \quad (15)$$

$$\{dt_{o-}\} = s\left(\tau(t_o), \emptyset \setminus \mathcal{P}_{\{dt_{o-}^i\}}(\emptyset), \mathcal{C}(\emptyset), \{dt_{o-}^i\}, x, \sigma\tau\right)$$

Алгоритм поиска «приоритет операционным ресурсам».

Фаза 1. Процедура поиска времени операции имеет входной набор: $\tau(t_o)$ время операции согласно стандарту, $\emptyset \setminus \mathcal{P}_{dt_i}(\emptyset)$ – план операций на предложенное множество предположительных дат,

составляющий интервал поиска, $\mathcal{C}(\sigma\tau)$ – ограничения, связанные с продолжительностью операционного дня, $\mathcal{C}(x)$ – ограничения, связанные с продолжительностью рабочего дня хирурга, $\mathcal{C}(\sigma t)$ – ограничения, связанные с типом операции, x – хирург, σt – тип операции.

То есть, вместо $\{dt_o\}$ (множества вариантов дат операций, удовлетворяющих условию и ограничениям) на вход поступает окно поиска dt_i .

Процедура заключается в проверке предложенных вариантов возможных дат операций dt_i , согласно дополнительным условиям и ограничениям. Результатом является множество дат операций $\{dt_o\}$.

Общая формула процедуры поиска может быть представлена следующим образом

$$\mathcal{C}(\mathcal{O}) = \{\mathcal{C}(\sigma t), \mathcal{C}(x), \mathcal{C}(\sigma\tau)\} \quad (16)$$

$$\{dt_o\} = s(\tau(t_o), \mathcal{F}_{dt_i}(\mathcal{O}), \mathcal{C}(\mathcal{O}), x, \sigma t)$$

Фаза 2. Представляет три этапа аналогичные предложенным в первом варианте. Отличием является размер окна поиска, который определяется множеством возможных дат операций и интервалами заданными стандартом.

Окончательный выбор варианта изменяет планы, связанные с ресурсами, которые учитываются при планировании следующей задачи.

Коррекция плана описывается следующим образом. К существующим запланированным ресурсам добавляются выбранные.

$$\mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{O}) \cup \mathcal{P}_{dt_o}^{sel}(\mathcal{O}) \quad (17)$$

$$\mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{X}) \cup \mathcal{P}_{dt_o}^{sel}(\mathcal{X})$$

$$\mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{K}) \cup \mathcal{P}_{dt_o}^{sel}(\mathcal{K}_{-o}) \cup \mathcal{P}_{dt_o}^{sel}(\mathcal{K}_{o-})$$

$$\mathcal{P}_{dt_i}(\mathcal{I}) \cup \mathcal{P}_{dt_o}^{sel}(\mathcal{I})$$

Выводы. В данной работе рассмотрен обобщенный алгоритм планирования лечения пациента на базе процедуры динамического составления расписания. При этом учитывается оптимальное заполнение коечного фонда в условиях работы хирургического отделения. Внимание сконцентрировано на задаче обработки запросов на выполнение плановых операций – вариант обработки потока urgentных больных не рассматривается. Приведена формальная

модель бизнес-процесса планирования лечения пациента. Рассмотрены два основных варианта построения алгоритма поиска решений с учетом выделения независимых фаз. Определены возможности получения и оценки частичных решений, позволяющих оптимизировать расписание путем переработки существующего расписания, перераспределения ресурсов. Выделение системы ограничений в абстрактное множество позволяет адаптировать основной алгоритм к специфике работы клиники, обеспечить гибкость поиска решений. Полученные результаты создают основу для построения информационной системы поддержки гибкого планирования операций, а также служат фундаментом для дальнейших исследований, имеющих целью достижение эффективного использования ресурсов стационарного отделения хирургического профиля.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lars Kragelund and Torben Kabel. Employee Timetabling: An Emperical Study of Solving Real Life Multi-Objective Combinatorial Optimization Problems by means of Constraint-Based Heuristic Search Methods. Master thesis in cs, 1998.
2. M. Becker, K.-H. Krempels, M. Navarro, and A. Panchenko. Agent Based Scheduling of Operation Theatres. EU-LAT eHealth Workshop, Cuernavaca, Mexico, pages 220–227, December 2003.
3. D.G. Rajpathak. Intelligent Scheduling - A Literature Review. Technical Report KMI-TR-119, Knowledge Media Institute, The Open University, Walton Hall, Milton Keynes, MK7 6AA, UK, August 2001.
4. Karl-Heinz Krempels and Andriy Panchenko. An Approach for Automated Surgery Scheduling. In Edmund Burke and Hana Rudova, editors, Practice and Theory of Automated Timetabling VI: Sixth International Conference, PATAT 2006 Brno, Czech Republic, August 30 - September 1, 2006, Selected Revised Papers, LNCS, Heidelberg, 2006. Springer-Verlag GmbH.

Получено 10.09.2009г.

УДК 621.372.

В.Ф. Істушкін, О.М. Чута

РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ТА ВВОДУ ІНФОРМАЦІЇ В ПАРАЛЕЛЬНИЙ ПОРТ ПК

Анотація. Розглянута можливість використання АЦП AD7819 для конвертування аналогового сигналу у цифровий і подальше введення інформації в LPT порт комп'ютера та обробка програмними засобами

Ключові слова: Аналого-цифровий перетворювач (АЦП), генератор тактових імпульсів (ГТІ), LPT порт, персональний комп'ютер (ПК).

Вступ. Використання обчислювальних можливостей ЕОМ в якості вимірювального аналого-цифрового комплексу є актуальним напрямком розвитку вимірювальних приладів. Більшість сучасних електронно-вимірювальних приладів базується саме на ЕОМ, що надає їм значної гнучкості в розширенні можливостей:

- зберігання та буферної обробка даних;
- порівняння з математичними моделями;
- розширення функцій, за допомогою нових програмних рішень;
- сумісність отриманих даних із зручними форматами обробки;
- інтеграція з існуючими рішеннями;

Основною перевагою віртуальних вимірювальних приладів можливість необмеженої (обмеженою можливостями ПК) програмної обробки «сирих» вхідних даних, від пристрою читання, і подальше математичне моделювання, що не потребує апаратного ускладнення пристрою [1].

Постановка задачі. Розробка простого, універсального, дешевого приладу для перетворення аналогових величин у цифровий код з подальшим введенням у паралельний порт ПК

Простота побудови схеми досягається за рахунок використання "жорсткої" логіки.

Практична реалізація. Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) поєднаний із портом 10 інформаційними бітами, 8 з яких несуть число відповідно значенню напруги на аналоговому вході

перетворювача, 2 біта використовуються для керування – синхронізації операції читання та перевірки статусу – готовність даних. Тактова частота роботи АЦП буде задаватися від окремого незалежного генератора тактових імпульсів (ГТІ). Швидкість роботи схеми залежить від двох параметрів: швидкість перетворення АЦП (залежить від архітектури); та швидкості читання даних з порту. Згідно специфікацій АЦП AD7819 має максимальну частоту обробки 200 кГц, а порт в режимі двонаправленого обміну 8-бітними даними досягає 1,6 МБ/с, що дорівнює частоті 200 кГц (200 000 операцій читання/с). Згідно формули при частоті вибірки 200 кГц максимальна частота спектру вхідного сигналу дорівнює 100 кГц, а частота синусоїдального сигналу с можливістю перетворення з похибкою менше 1% дорівнює 1 кГц [2]. На основі вибраної мікросхеми та специфікації роботи LPT-порту спроектована структурна схема пристрою (рис.1) та електрична принципова схема пристрою (рис.2) [3]

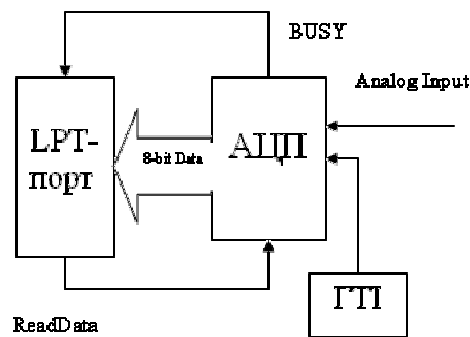


Рисунок 1 - Структурна схема пристрою оцифровки та вводу аналогового сигналу

Мікросхема AD7819 підключена 8 бітами вихідних даних до контактів 2-9 порту, використовуваних для читання значення, вивід RD підключений до біту керування (контакт 1), вивід CONVST підключений до контакту 11 – біт статусу (PrtBusy). Генератор тактової частоти розроблений на основі мультівібратора на ТТЛ - логіці, в якості мікросхеми логіки використана широко поширена К155ЛА3. Частота генератора задається резистором R1 і конденсатором C2. Конденсатор C3 призначений для зменшення коливань напруги живлення, зменшення високочастотних перешкод.

При підключенні джерела напруги 5В до схеми, починає працювати ГТІ – генератор тактових імпульсів, подає на АЦП сигнал запуску з частотою 100 кГц. Через 1,5 мкс після надходження імпульсу запускається процес перетворення. Сигнал BUSY переходить у високий стан, що свідчить про зайнятість АЦП, в цей час процесор опитує порт і чекає доки сигнал BUSY перейде у низький стан, що свідчить про завершення перетворення, процесор посилає сигнал RD=1, що дозволяє читання з виходів мікросхеми. Процесор зчитує дані перетворення і встановлює RD=0, і знову переходить у стан очікування готовності даних [4]. Такий режим роботи навантажує процесор, але дає можливість використовувати максимальну швидкість порту та АЦП. Сигнал CS - Chip Select встановлений у «0» що свідчить про постійну активність мікросхеми (використовується при наявності декількох подібних мікросхем). Напруга на вході перетворювача повинна знаходитись в інтервалі $0 < U < 5\text{В}$.

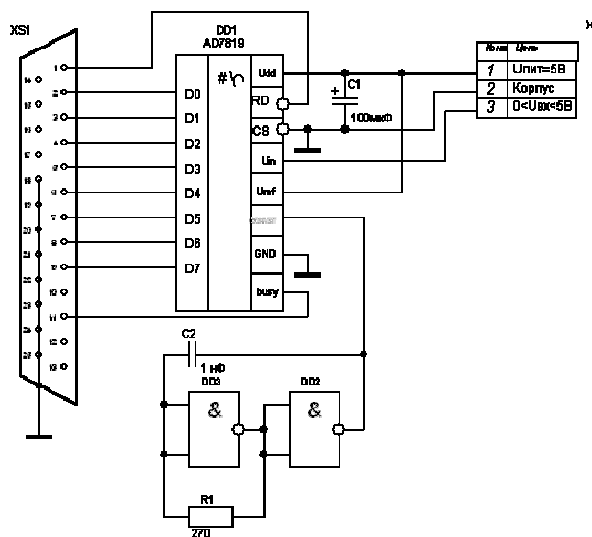
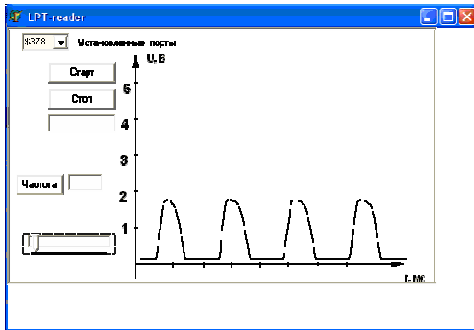
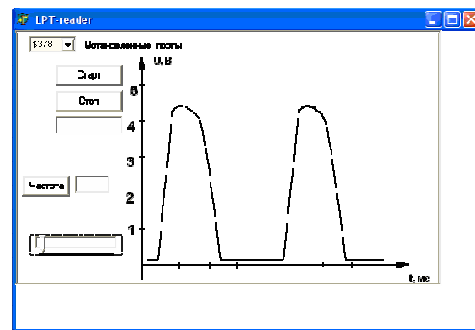


Рисунок 2 - Принципова схема пристрою

Результати роботи. Подаємо на вхід напругу з однополуперіодного випрямлювача, гармонічні коливання частотою 50 Гц. Отримуємо осцилограму:



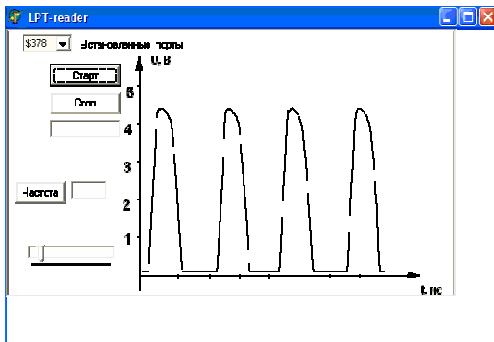
а)



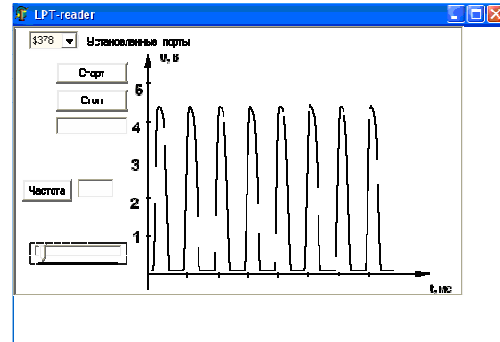
б)

Рисунок 3 - Осцилограмма входного сигнала (50 Гц), а) амплитуда входного сигнала уменьшена за допомогою атенюатора, б) початковий сигнал на вході

Програмно змінюємо частоту обміну даними між АЦП та портом, отримуємо аналогію із зміною частоти вибірки. Фіксуємо осцилограму:



а)



б)

Рисунок 4 - Осцилограмма входного сигнала (50 Гц): а) початкова частота обміну:, б) зменшення частоти обміну

Висновок

На основі розробленого пристрою в подальшому можливо сконструювати вимірювальні пристрої багатьох напрямків: вольтметри, амперметри, термометри, частотоміри, спектральні аналізатори і т.д. Будь-який процес, який можна перетворити за допомогою спеціалізованих датчиків у залежність від напруги, або струму з подальшим вводом в ПК і аналізу. За допомогою ЦАП можливо створювати зворотній зв'язок, і керування аналоговими перетвореннями з ПК.

ЛІТЕРАТУРА

1. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах / Под ред. В.И. Нефедова. - Москва: Высшая школа, 2001. – 383 с.
2. М. Гук. Аппаратные устройства IBM PC: Спб., Энциклопедия, 2 изд., 2002. – 524 с.
3. Микросхемы АЦП и ЦАП. Справочник. – Москва: ДОДЭКА, 2001. – 422 с.
4. Пей Ан Сопряжение ПК с внешними устройствами. Пер с англ.: Москва: ДМК Пресс, 2001 – 320с.

Отримано 10.12.2009р.

УДК 537.8

С.Г. Алексин, О.О. Дробахин, В.Г. Короткая
**ДИСКРЕТНЫЙ МЕТОД ГЕЛЬФАНДА-ЛЕВИТАНА
ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПРОФИЛЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ
ПРОНИЦАЕМОСТИ СЛОИСТЫХ СТРУКТУР ПРИ УЧЕТЕ
РАСХОДИМОСТИ ЗОНДИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ**

Аннотация. Предложена модификация дискретного аналога метода интегрального уравнения Гельфанда-Левитана для восстановления профиля диэлектрической проницаемости слоистой структуры, учитывающая расходимость излучения. Преимущество модифицированного метода перед базовым вариантом в точности восстановления профиля продемонстрировано результатами численного эксперимента.

Ключевые слова: Профиль диэлектрической проницаемости, слоистая структура, рефлектометрические данные, метод Гельфанда-Левитана.

Введение. Задача восстановления профиля диэлектрической проницаемости $\varepsilon(x)$ по результатам измерения отраженного СВЧ-сигнала имеет ряд важных практических приложений. В частности, эта задача возникает в неразрушающем контроле промышленных образцов и строительных конструкций [1]. В предположении слоистого характера материала задача восстановления профиля сводится к оцениванию количества слоёв образца N и параметров этих слоёв, а именно, значений диэлектрических проницаемостей ε_n и толщин d_n ($n = 1, 2, \dots, N$).

Анализ публикаций. Среди наиболее известных подходов к оцениванию параметров слоев можно назвать метод квазирешения [2], итерационную схему Ньютона-Канторовича [3], дискретный аналог метода Гельфанда-Левитана (ДАМГЛ) [4, 5], метод динамической деконволюции [6]. Основной моделью коэффициента отражения для всех этих методов является плосковолновая модель [7]. Вместе с тем для многих приложений такая модель является нестрогой вследствие наличия расходимости излучения [8].

Постановка задачи. Необходимо модифицировать ДАМГЛ с целью учета расходимости зондирующего излучения.

Основная часть. Интерпретация сигнала, отраженного слоистой структурой, значительно облегчается во временной области, в то же время, обеспечить непосредственно импульсные измерения в СВЧ-диапазоне крайне сложно.

Поэтому временная характеристика отражения (ВХО) синтезируется на основе данных измерений коэффициента отражения (КО) в частотной области с использованием различных методов параметрического спектрального анализа.

Восстановление параметров слоёв не представляет трудностей, если отражения от каждой из границ и переотражения в слоях наблюдаются во временной области отдельно, и в данном наборе импульсов удаётся идентифицировать те импульсы ВХО, которые соответствуют первым отражениям от границ слоёв R_n^{2l} . Это обусловлено тем, что амплитудные множители при данных главных импульсах при наличии расходимости излучения связаны простой зависимостью с параметрами структуры. Так, амплитудный множитель при n -ом главном импульсе ($n = 0, 1, 2, \dots, N$) равен [8]

$$R_n^{2l} = \frac{2z + a}{2z + a + 2 \sum_{k=1}^n \frac{d_k}{\operatorname{Re}(\sqrt{\varepsilon_k})}} r_{n,n+1} \prod_{k=0}^{n-1} (1 - r_{k,k+1}^2) \quad (1)$$

и позволяет легко найти КО очередной границы $r_{n,n+1}$. В (1) под z понимается расстояние от апертуры излучателя до передней грани объекта, при этом a представляет смещение от плоскости апертуры эффективного центра излучения эквивалентного точечного излучателя, которое может быть в эксперименте как положительным, так и отрицательным. Однако идентификация главных импульсов становится всё более сложной по мере роста их порядкового номера вследствие того, что они маскируются множеством импульсов, обусловленных переотражениями. Более того, в отдельных случаях может иметь место наложение главного импульса и импульса переотражений в предшествующих слоях, в результате чего будет искажена амплитуда, что внесёт ошибку в процедуру расчета параметров слоёв. В такой ситуации хорошие результаты показывает ДАМГЛ, выполняющий глубокий анализ всего полученного участка ВХО.

Для реализации ДАМГЛ прежде всего участок ВХО должен быть подвергнут эквидистантной дискретизации, подразумевающей

введение временной сетки между первым и последним полученным импульсом, сдвиг всех импульсов к ближайшему узлу сетки и суммирование амплитудных множителей при импульсах, попавших на один узел. Выбор количества отсчётов вводимой сетки требует решения вспомогательной оптимизационной задачи. С одной стороны, дискретизация должна как можно меньше искажать исходную ВХО, с другой стороны, количество отсчётов ВХО после дискретизации не должно быть очень большим, в противном случае процесс восстановления будет требовать значительных вычислительных ресурсов.

Неизвестное количество отсчётов дискретизированной ВХО N может быть найдено путём минимизации целевой функции, построенной с использованием суммы квадратов значений сдвигов, претерпеваемых каждым импульсом (кроме первого и последнего) в результате дискретизации. Такая целевая функция имеет вид:

$$\psi(N) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M-2} \min^2 \left\{ \begin{array}{l} \tau_m - \Delta t \text{ floor}(\tau_m / \Delta t) \\ \Delta t \text{ ceil}(\tau_m / \Delta t) - \tau_m \end{array} \right\}, \quad (2)$$

где M — порядок параметрической модели спектрального анализа, τ_m ($m = 0, 1, 2, \dots, M-1$) — время прихода m -го импульса ВХО,

$\Delta t(N) = \frac{\tau_{M-1}}{N-1}$ — шаг дискретизации, зависящий от количества отсчётов

дискретизированной ВХО N , $\text{floor}(\dots)$ — функция, выполняющая округление к ближайшему целому значению, которое меньше либо равно аргументу, $\text{ceil}(\dots)$ — функция, выполняющая округление к ближайшему целому значению, которое больше либо равно аргументу. Предполагается, что после выполнения спектрального анализа ВХО была сдвинута таким образом, чтобы самый первый импульс приобрёл нулевое время появления. Для минимизации целевой функции (2) может быть использован метод простого перебора N в пределах от M до некоторого значения N_{MAX} .

В итерационной процедуре ДАМГЛ последовательно обрабатываются отсчёты дискретизированной ВХО и выполняется последовательное, слой за слоем, восстановление профиля диэлектрической проницаемости в глубину. В “классическом” варианте [5] на k -ой итерации ($k = 0, 1, 2, \dots$) необходимо решить матричное уравнение вида:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & R_0 \\ 0 & 0 & \dots & R_0 & R_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & R_0 & \dots & R_{k-2} & R_{k-1} \\ R_0 & R_1 & \dots & R_{k-1} & R_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{-k}^k \\ K_{2-k}^k \\ \vdots \\ K_{k-2}^k \\ K_k^k \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \\ \vdots \\ R_{k-1} \\ R_k \end{bmatrix}, \quad (3)$$

в котором матрица коэффициентов и вектор свободных членов формируются из отсчётов ВХО. Коэффициент K_k^k (верхний индекс обозначает номер итерации, нижний — номер неизвестного коэффициента), найденный из данного матричного уравнения, позволяет определить коэффициент отражения границы k -го и $(k + 1)$ -го слоёв структуры по формуле:

$$r_{k,k+1} = \frac{1}{(1 + K_k^k) \prod_{i=0}^{k-1} (1 - r_{i,i+1}^2)} - 1, \quad (4)$$

в которую входят КО от всех границ, что предшествуют данной, найденные на предыдущих итерациях.

Относительная диэлектрическая проницаемость $(k + 1)$ -го слоя структуры выражается через значение диэлектрической проницаемости k -го слоя и КО границы этих слоёв как:

$$\varepsilon_{k+1} = \varepsilon_k \left(\frac{1 - r_{k,k+1}}{1 + r_{k,k+1}} \right)^2. \quad (5)$$

На нулевой итерации в данную формулу входит значение относительной диэлектрической проницаемости пространства перед структурой, которое принимается равным единице. Толщина $(k + 1)$ -го слоя вычисляется по формуле:

$$d_{k+1} = \frac{C\Delta t}{2\sqrt{\varepsilon_{k+1}}}, \quad (6)$$

где Δt — шаг дискретизации ВХО.

Несмотря на то, что ДАМГЛ был разработан в предположении плосковолновой модели зондирующего сигнала, несложная модификация данного метода делает его пригодным для восстановления и в случае, если рефлектометрические данные были получены при зондировании расходящейся волной и подчиняются модели (1). В этой ситуации каждая итерация ДАМГЛ должна быть дополнена этапом коррекции амплитудного множителя при очередном импульсе, вовлекаемом в вычислительный процесс. Так,

на итерации k в уравнении (3) появляется импульс с амплитудой R_k , которая должна быть усилена в соответствии с выражением:

$$R_k \rightarrow R_k \frac{2z - a + 2 \sum_{m=1}^k \frac{d_m}{\sqrt{\varepsilon_m}}}{2z - a}.$$

Суммирование в числителе ведётся по всем слоям, восстановленным до данной итерации, параметр $2z - a$ должен быть известен из предварительных калибровок. Данное корректирующее преобразование ВХО не является верным для импульсов переотражений, а лишь для главных импульсов, отвечающих за первое отражение от соответствующей границы. Однако оно применяется и для переотражений, что в общем случае влечет некоторую ошибку.

Целью численного эксперимента была проверка эффективности ДАМГЛ при работе с рефлектометрическими данными, полученными при зондировании с учетом расходимости. В качестве тестовой была выбрана 4-слойная структура со следующими параметрами слоёв: $\varepsilon = \{10, 5, 15, 10\}$, тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta = \{5, 10, 15, 5\} \cdot 10^{-3}$, $d = \{50, 30, 30, 50\}$ мм. Параметр $2z - a$ был выбран равным 100 мм, длительность синтезируемой ВХО составляла 7 нс. Диапазон частот охватывал полосу 38 – 52 ГГц и содержал 256 эквидистантных частотных точек. В данные в частотной области вводился аддитивный комплексный шум с нормальным распределением действительной и мнимой части. Шум имел нулевое среднее, и равные дисперсии действительной и мнимой части, которые составляли 10^{-12} . Для получения ВХО использовался метод, основанный на дробно-рациональной интерполяции в спектрально-сопряжённой области [9]. Для выбора порядка параметрической модели спектрального анализа использовалась техника последовательного наращивания порядка модели до тех пор, пока видимая амплитуда наименьшего полученного импульса (т. е. амплитуда, учитывающая комплексность времени его появления) не станет меньше заданного порога.

Результаты восстановления профиля ε с помощью ДАМГЛ представлены на рис. 1. Из рис. 1 а хорошо видно, как стандартный ДАМГЛ интерпретирует ослабление ВХО, связанное с расходимостью: по мере углубления в структуру скачки ε становятся всё менее контрастными, чем есть на самом деле. Профиль на рис. 1 б,

полученный с учётом параметра $2z - a$, достаточно точно соответствует истинному, однако, следует отметить некоторую неоднородность слоёв 3 и 4, связанную с тем, что данная модификация ДАМГЛ не совсем корректно обрабатывает импульсы переотражений. При этом в отличие от немодифицированного ДАМГЛ достаточно точно восстановлено значение ε среды за структурой, которое должно равняться единице.

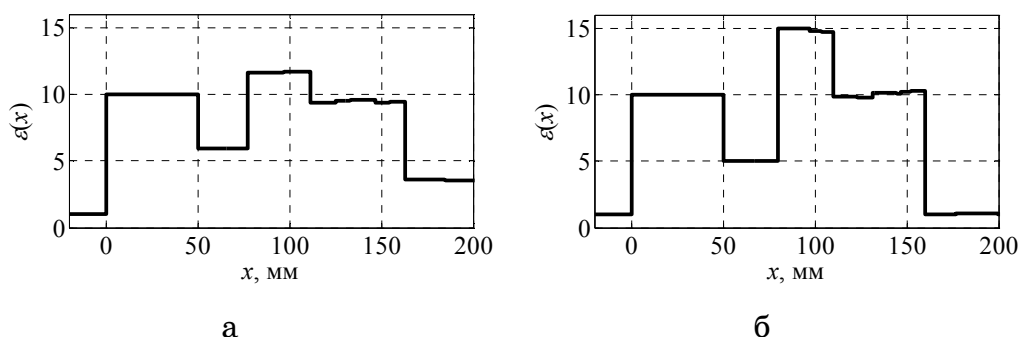


Рисунок 1 - Результаты восстановления профиля ε с помощью стандартного варианта (а) и модифицированного варианта (б) ДАМГЛ

Выводы. Предложена модификация ДАМГЛ, учитывающая конечность расстояния от приёмо-передающей антенны до исследуемой структуры и наличие расходимости зондирующей волны. Преимущество модифицированного метода перед базовым вариантом подтверждена результатами численного эксперимента.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полімерні композиційні матеріали в ракетно-космічній техніці: Підручник / Є. О. Джур, Л. Д. Кучма, Т. А. Манько та ін. – К. : Вища освіта, 2003. – 399 с.
2. Андреев М.В., Борулько В.Ф., Дробахин О.О. Применение концепции квазирешения для оценки параметров многослойных диэлектрических структур по характеристике отражения, измеренной на сетке дискретных частот // Дефектоскопия. – 1996. – №9. – С. 47 – 60.
3. Михнев В. А. Реконструктивная микроволновая структуроскопия многослойных диэлектрических сред. – Мн.: ПЧУП «Светоч», 2002. – 192 с.

4. Аки К., Ричардс П. Количественная сейсмология: теория и методы / Пер. с англ. под ред. А.Л. Левшина. – М.: Мир, 1983. – Т. 2. – 360 с.
5. Андреев М.В., Дробахин О. О., Новомлинов А.Г., Короткая В.Г. Модернизация метода Гельфанда-Левитана для решения одномерной обратной задачи с помощью метода Прони // Системные технологии. – 2003. – № 5(28). – С. 59-63.
6. Робинсон Э.А. Спектральный подход к решению обратной задачи в геофизике на основе преобразований Лоренца, Фурье и Радона // ТИИЭР. – 1982. – №9. – С. 153 – 170.
7. Бреховских Л.М. Волны в слоистых средах. – М.: Наука, 1973. – 343 с.
8. Дробахин О. О. Определение зависимости амплитуды отражённого импульса в методе синтезирования огибающей радиоимпульса // Дефектоскопия. – 1994. – №8. – С. 48 – 55.
9. Andreev M. V., Borulko V. F., Drobakhin O. O, Saltykov D. Yu. Rational Representation in Spectrum Conjugate Domain for Parameters Determination of Reflecting Structures. Proc. 10th Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. – 2004. – P. 449-451.

Получено 26.09.2009г.

УДК 621.3

В.С. Хандецкий, Д.П. Сивцов

**ПРИМЕНЕНИЕ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗА ЧАСТОТ И
ФАЗОВОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ В ПРИБОРАХ ВИХРЕТОКОВОГО
И ЕЛЕКТРОЕМКОСТНОГО НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ**

Аннотация. Предложен новый подход к реализации средств определения добротности и резонансной частоты измерительных контуров с вихретоковыми или электроемкостными датчиками. Эти средства предназначены для построения приборов неразрушающего контроля веществ, материалов и изделий. Получение информации о контролируемых величинах осуществляется путем обработки фазо-частотной характеристики измерительного контура на дискретном множестве частот.

Ключевые слова: неразрушающий контроль, резонансный метод, фазо-частотная характеристика, синтезатор частот, прямой цифровой синтез, цифровой фазовый детектор, микроконтроллер.

Введение. В приборах неразрушающего контроля (НРК) веществ, материалов и изделий, построенных на основе вихретоковых и электроемкостных методов, первичным источником информации о контролируемой величине X является импеданс Z_X датчика, взаимодействующего с объектом контроля. В зависимости от цели и технических условий контроля может потребоваться получение информации об активной $Re(Z_X)$ или реактивной $Im(Z_X)$ составляющих, а также производных от них величин - добротности $Q_X = Im(Z_X)/Re(Z_X)$, или тангенса угла потерь $tg\delta_X = 1/Q_X$. К настоящему времени методы и средства измерения этих величин или преобразования их изменений в процессе контроля в напряжение, интервал времени, частоту и т.д., в целом хорошо разработаны. Однако многообразие частных задач НРК таково, что далеко не всегда можно удовлетворить конкретным техническим условиям контроля, базируясь на использовании известных методов и серийно выпускаемых приборов и оборудования. Поэтому прикладные исследования разработки в данной предметной области по-прежнему актуальны.

© Хандецкий В.С., Сивцов Д.П., 2009

Обзор вопроса и постановка задачи. Для решения многих задач НРК часто используется резонансный метод, который позволяет получать информацию о контролируемой величине X посредством измерения $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$ как вихретоковых, так и емкостных датчиков. Процедуры таких измерений требуют выполнения операций по настройке измерительного резонансного контура при фиксированной частоте измерения [1,2]. Автоматизация этих процедур в общем случае достаточно проблематична. Вместе с этим, измерения добротности Q_0 и резонансной частоты f_0 контура выполняются напрямую, без всякой перестройки компонентов измерительного контура и хорошо автоматизируются, так как требуют только перестройки частоты генератора, возбуждающего контур. При взаимодействии датчика с объектом контроля Q_0 и f_0 изменяются за счет вносимого в датчик импеданса Z_X , а именно: $Q_0 \rightarrow Q_X, f_0 \rightarrow f_X$. Это дает возможность по сопоставлению величин Q_0, Q_X и f_0, f_X оценить $Re(Z_X)$ и(или) $Im(Z_X)$, а по ним - контролируемую величину X . В отличие от измерений при фиксированной частоте, здесь имеет место неопределенность рабочей частоты контроля, поскольку $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$ частотнозависимы [3, 4 и др.]. Это проявляется в том, что рабочая частота контроля зависит от текущего значения контролируемой величины X , так что, образно говоря, f_X "отслеживает" X , тогда как f_0 остается постоянной. В целом ряде случаев частотной зависимостью $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$ пределах отрезка $|f_0 - f_X|$ можно пренебречь, считая $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$ зависящими только от X . Если при этом по условиям контроля требуется получать информацию не об абсолютных значениях величины X , а только об отклонениях ΔX от некоторой уставки, принятой за норму, то достаточно установить функциональную связь ΔX с ΔQ_X и Δf_X . Измерение же абсолютных значений, и отклонений $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$, таким образом, не требуется.

В данной работе была поставлена задача исследования и разработки такого резонансного метода и средств измерения Q_0, f_0, Q_X, f_X , которые должны быть изначально и в принципе ориентированы на цифровую элементную базу и соответствующие технологии.

В указанном контексте измерение Q_0 , f_0 , Q_X , f_X может быть выполнено посредством измерения характеристических точек амплитудно-частотных (АЧХ) или фазо-частотных (ФЧХ) характеристик измерительной цепи с датчиком. До настоящего времени в большинстве практических реализаций резонансного метода в приборах НРК использовался вариант на основе АЧХ.

Это объясняется рядом технических проблем, связанных с трудностями реализации точных измерений параметров ФЧХ на аналоговой элементной базе, особенно на высоких частотах. Однако создание в последние годы микросхем синтезаторов частот прямого цифрового синтеза [3], цифровых фазовых (фазо-частотных) детекторов [4,5] и других высокоскоростных микросхем открыло перспективу создания приборов НРК на основе использования ФЧХ.

В работе была поставлена задача исследования и разработки технических решений, необходимых для практической реализации приборов именно такого рода.

Основная часть. Рассмотрим некоторые особенности технологии прямого цифрового синтеза, или DDS (direct digital synthesis), которые имеют принципиальное значение для решения поставленной задачи.

Упрощенная блок-схема синтезатора DDS показана на рис.1.

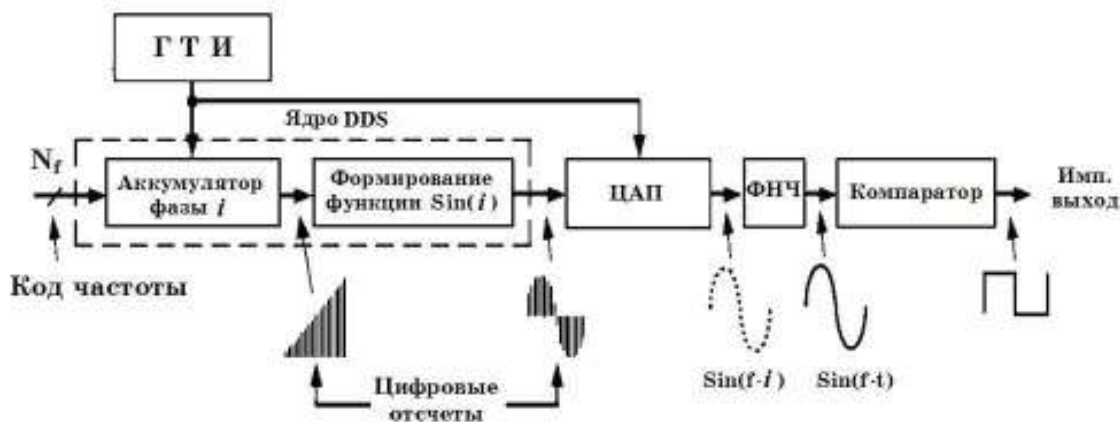


Рисунок 1 - Синтезатор частот прямого цифрового синтеза
(синтезатора DDS)

Идея прямого цифрового синтеза состоит в следующем. Возьмем функцию $y = \sin(\varphi) = \sin(\omega t)$ на интервале $\varphi = [0..2\pi]$. Далее, для t_i из упорядоченного по возрастанию набора $[t_1, t_2, \dots, t_i, \dots]$

$t_N]$ таких, что $\omega t_1 = \varphi_1 = 0, \dots, \omega t_N = \varphi_N = 2\pi$, имеет место соответствующий набор $[y_1, y_2, y_3, \dots, y_i, \dots, y_N] = [\sin(\varphi_1), \sin(\varphi_2), \dots, \sin(\varphi_i), \dots, \sin(\varphi_N)]$. Если записать двоичные значения $\sin(\varphi_i)$ по N адресам постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) и циклически опрашивать адреса с частотой цикла ω , то на линиях данных ПЗУ будут циклически с той же частотой формироваться коды отсчетов функции $y_i = \sin(\varphi_i)$. Очевидно, что содержимое ПЗУ одинаково для любой частоты, которая играет роль масштабного коэффициента по оси времени при воспроизведении синусоидальной функции.

Синтезатор DDS управляется внешним микроконтроллером, который формирует код требуемой частоты (рис.1). Аккумулятор фазы синтезатора, получив этот код, формирует последовательность кодов мгновенной фазы φ_i , которая изменяется кусочно - линейно. Скорость изменения мгновенной фазы определяется, как это было показано выше, требуемой частотой. Посредством ПЗУ (блок "формирование функции $\sin(\varphi_i)$ " на рис.1) кусочно - линейно изменяющаяся фаза преобразуется в коды отсчетов $y_i = \sin(\varphi_i)$. Посредством цифроаналогового преобразователя ЦАП и аналогового фильтра низких частот ФНЧ они преобразуются в выходное напряжение синусоидальной формы. Особенностью синтезаторов прямого синтеза является жесткая синхронизация всего процесса формирования выходного сигнала. Это обеспечивается высокоточной фазовой и частотной "привязкой" выходного сигнала к генератору тактовых импульсов ГТИ, который, как правило, выполняется с кварцевой стабилизацией. Так, например, значение частоты выходного сигнала (в МГц) для серийных микросхем синтезаторов AD9850 или AD9851 от Analog Devices определяется формулой: $f_{вых} = (N \times CLK) / 2^{32}$, где N - 32-битный код частоты; CLK - тактовая частота ГТИ, МГц.

Из сказанного следует, что DDS обладают рядом следующих особенностей, которые имеют определяющее значение для использования их при реализации предлагаемого фазового метода:

- частота выходного сигнала устанавливается с точностью порядка 0,1 Гц и выше даже для частот порядка десятков МГц (например, для AD9851 для задания частоты используется 32-битный код при максимальной тактовой частоте ГТИ 180 МГц);

- фаза выходного сигнала детерминирована и может быть точно определена в любой момент времени;
- высокая скорость переключения с одной частоты на другую, которая определяется практически только быстродействием интерфейса синтезатора с микроконтроллером;
- переключение с одной частоты на другую происходит без разрыва фазы без переходных процессов, как это имеет место в аналоговых синтезаторах;

Синтезатор DDS может иметь встроенный быстродействующий компаратор, позволяющий синфазно с синусоидальным выходным сигналом генерировать прямоугольные импульсы той же частоты (см. рис. 1), которые могут быть использованы в системах фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Рассмотрим реализацию измерителя Q_0 , f_0 , Q_X , f_X , основанного на использовании АЧХ и синтезатора DDS.

Измерительный контур может быть реализован по принципу последовательного (рис. 2 а) или параллельного (рис. 2 б) резонанса.

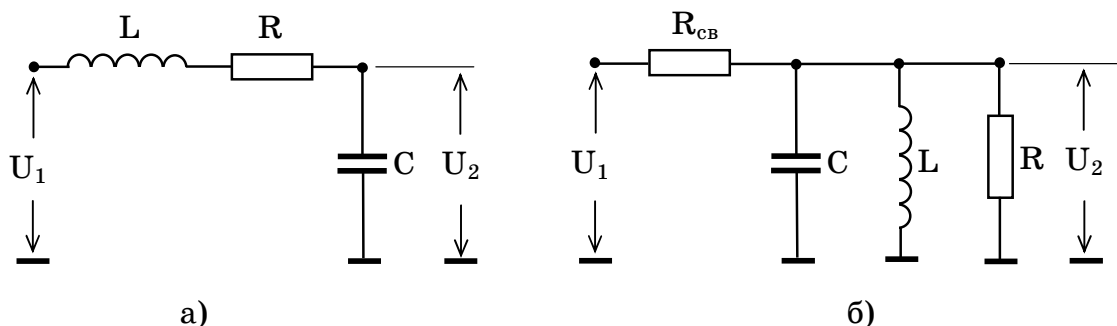


Рисунок 2 – Варианты схемы измерительного контура

В обоих случаях измерительный контур представляет Г-образный четырехполюсник. В случае а) вихретоковый датчик представлен индуктивностью L и суммарным сопротивлением потерь R , включающим потери, вносимые объектом контроля, диэлектрические потери дополнительного конденсатора C . Электроемкостной датчик представлен конденсатором C , потери которого (собственные и носимые объектом контроля) учитываются сопротивлением потерь R дополнительной индуктивности L . В случае б) для формирования Г-образного четырехполюсника требуется резистивный элемент связи $R_{св}$.

АЧХ Г-образного четырехполюсника определяется как отношение $|U_2| / |U_1|$, поэтому для определения характерных точек АЧХ необходимы два точных измерителя амплитуды переменного напряжения. Однако, если значение амплитуды $|U_1|$ не зависит от частоты, то достаточно измерения только $|U_2|$, т.к. напряжение $|U_2|$ воспроизводит АЧХ с точностью до постоянного множителя $1/|U_1|$. В этом смысле синтезатор DDS идеально подходит для использования в качестве генератора возбуждения, так как его выходной сигнал не зависит от частоты в принципе.

Характерные точки АЧХ, необходимые для определения Q_0 , f_0 , Q_X , f_X , показаны на рис. 3.

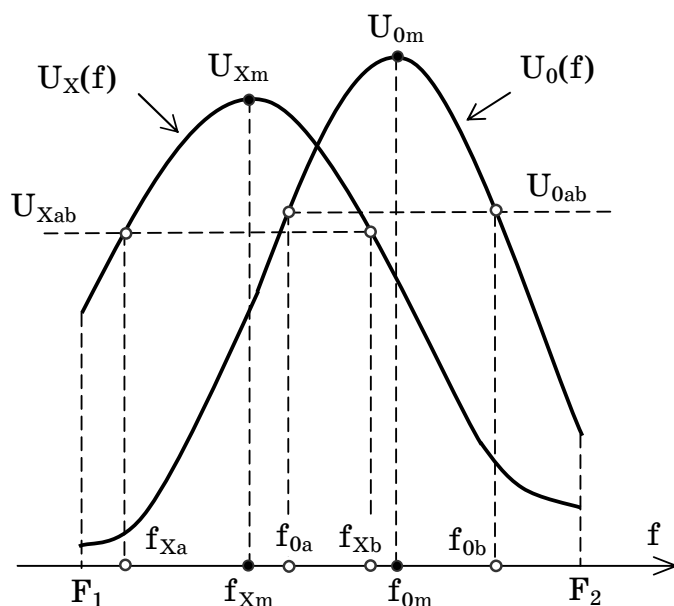


Рисунок 3 – Характеристические точки АЧХ резонансного измерительного контура с датчиком: АЧХ $U_0(f)$ - датчик не взаимодействует с объектом контроля; АЧХ $U_X(f)$ - взаимодействует

Собственная добротность контура Q_0 при этом вычисляется как отношение резонансной частоты f_{0m} к ширине полосы пропускания $(f_{0b} - f_{0a})$, определяемой на уровне напряжения $U_{0ab} = (1/\sqrt{2}) \cdot U_{0m}$, т.е.: $Q_0 = f_{0m} / (f_{0b} - f_{0a})$. Аналогично, добротность $Q_X = f_{Xm} / (f_{Xb} - f_{Xa})$, $U_{Xab} = (1/\sqrt{2}) \cdot U_{0Xm}$. Значения резонансных частот f_{0m} или f_{Xm} находятся посредством управления переключением частоты возбуждающего сигнала синтезатора DSS в соответствии с алгоритмом одномерной оптимизации действительной унимодальной функции,

которую и представляет собой АЧХ в рабочем диапазоне частот $[F1, F2]$. Значения частот f_{0a} , f_{0b} находятся с помощью алгоритма нахождения нулей функции $U_0(f)$ - U_{0ab} на интервалах $[F1, f_{0m}]$ и $[f_{xm}, F2]$. Аналогично для f_{xa} , f_{xb} ищутся нули функции $U_X(f)$ - U_{xab} на интервалах $[F1, f_{xm}]$ и $[f_{xm}, F2]$. Управляющий синтезатором микроконтроллер может выполнять любой из алгоритмов: простого однонаправленного сканирования диапазона $[F1, F2]$ с фиксированным шагом $\delta f = f_i - f_{i+1}$ и шагом переменной длины и направления (половинного деления, золотого сечения, квадратичной аппроксимации). Однако независимо от выбора алгоритма и схемы измерительного контура (рис.2), реализациям измерителей Q_0 , f_0 , Q_X , f_X , основанных на использовании АЧХ присущи следующие недостатки.

Характеристические точки ширины полос пропускания f_{0a} , f_{0b} , f_{xa} , f_{xb} принципиально не могут быть определены до того, как будет измерены U_{0m} , U_{xm} и вычислены U_{0ab} , U_{xab} , а это значит, что они зависят от U_{0ab} , U_{xab} . Это усложняет программное обеспечение измерителя и снижает скорость обработки АЧХ, что может сделать проблематичным построение на его основе приборов НРК, предусматривающих работу в условиях жестких временных ограничений.

В процессе работы алгоритма определения характеристических точек АЧХ требуются измерения амплитуды выходного *переменного* напряжения $|U_2|$ на *каждой* текущей частоте f_i , точнее, преобразования $|U_2|$ в код для ввода в микроконтроллер, т.е. аналого-цифровое преобразование. Вместе с этим в ряде задач контроля, например, слабопроводящих объектов, может потребоваться высокая рабочая частота контроля, порядка 100 МГц и выше. Несмотря на наличие в настоящее время высокоскоростных АЦП и новых методов измерения переменного ВЧ-напряжения и преобразования его в код, в целом средства амплитудных измерений не обеспечивают оптимального соотношения между стоимостью, быстродействием, точностью и помехоустойчивостью, которое необходимо для приборов НРК.

Рассмотрим теперь реализацию измерителя Q_0 , f_0 , Q_X , f_X , основанного на использовании ФЧХ, синтезатора DDS и цифрового фазового детектора (дискриминатора). Для этой реализации более

подходит схема с параллельным резонансом, представленная на рис. 2а, при надлежащем исполнении резистор связи $R_{св}$ не вносит дополнительного фазового сдвига между U_2 и U_1 .

ФЧХ измерительного контура определяемая как сдвиг φ фазы U_2 относительно U_1 , показана на рис. 4.

Смысловое содержание характеристических точек на рис. 4 такое же, как и на рис. 3. Принципиальное отличие по сравнению с предыдущим вариантом здесь очевидно - характеристические точки ширины полос пропускания f_{0a} , f_{0b} , f_{Xa} , f_{Xb} определяются по фиксированным уровням $\varphi = +\pi/2$ и $\varphi = -\pi/2$, которые, в отличие от не фиксированных уровней U_{0ab} , U_{Xab} предварительно измерять не нужно. Резонансные частоты f_{0m} или f_{Xm} также определяются по фиксированному уровню $\varphi = 0$, тогда как в предыдущем варианте для их нахождения требовалась процедура поиска максимума АЧХ, который имеет разное значение в зависимости от значения контролируемой величины X .

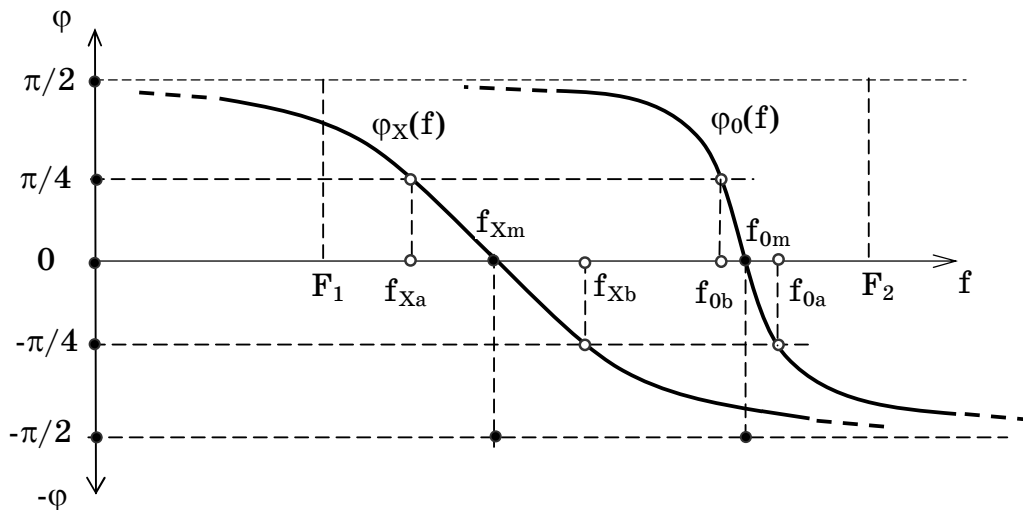


Рисунок 4 – Характеристические точки ФЧХ резонансного измерительного контура с датчиком: АЧХ $\varphi_0(f)$ - датчик не взаимодействует с объектом контроля; АЧХ $\varphi_X(f)$ - взаимодействует

Таким образом, все характеристические точки при использовании ФЧХ могут быть найдены простым линейным однонаправленным сканированием ФЧХ с постоянным шагом $\delta f = f_i - f_{i+1}$ за один проход интервала $[F_1, F_2]$.

Ключевым компонентом в реализации измерителя на основе использования ФЧХ является фазовый детектор (дискриминатор). Исходя из рис.4, он должен иметь линейную характеристику преобразования разности фаз между опорным и измеряемым напряжениям в постоянное напряжение U_ϕ на интервале $[-2\pi, +2\pi]$ – передаточную характеристику (рис. 5). Кроме этого детектор должен обеспечивать фазовое детектирование ВЧ - напряжений, т.е. иметь малое время переключения.

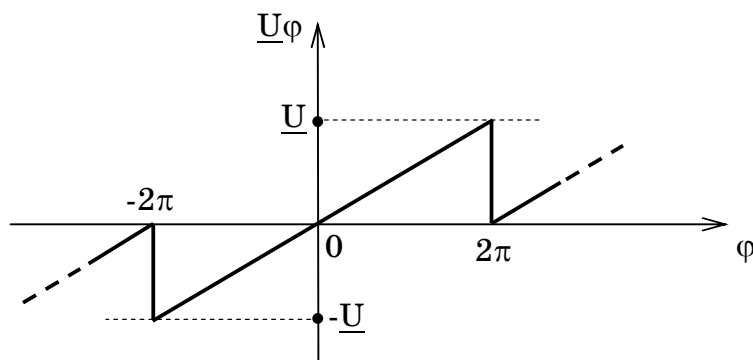


Рисунок 5 – Вид требуемой передаточной характеристики фазового детектора

Указанным требованиям удовлетворяют цифровые фазовые детекторы (ФД) на базе пары RS - триггеров [4], к настоящему времени выпускаемые в микросхемном исполнении [5]. Они обеспечивают преобразование фазового или, в данном случае, что то же, временного, сдвига между двумя входными импульсными сигналами (со скважностью = 2) в выходную импульсную последовательность со скважностью, пропорциональной фазовому (временному) сдвигу. Преобразование этой выходной последовательности в аналоговое напряжение, значение которого пропорционально фазовому сдвигу, выполняется на основе внешнего или встроенного генератора подкачки заряда на КМОП-структурах (технология "charge pump") [4]. Отличительной особенностью цифровых ФД в отличие от аналоговых, является то, что их передаточная характеристика на интервале $[-2\pi, +2\pi]$ линейна в принципе и симметрична относительно точки $\phi = 0$.

Объединение синтезатора DDS и цифрового ФД позволяют представить базовую блок-схему измерителя параметров Q_0, f_0, Q_X, f_X , основанного на использовании ФЧХ (рис. 6) и временную диаграмму его работы (рис 7).

Микроконтроллер последовательно вырабатывает коды управления частотой, поступающие на синтезатор DDS. Оба эти устройства синхронизируются от одного генератора тактовых импульсов. Коды образуют линейно нарастающую последовательность. В соответствии с кодами синтезатор вырабатывает синусоидальный сигнал, возбуждающий измерительный контур. Поскольку последовательность кодов, начиная с кода N_{F1} начальной частоты F_1 , нарастает до кода N_{F2} конечной частоты F_2 линейно, то процесс развертки в частотной области также линейно отображается во временную область, как это показано на рис. 7. Входной сигнал с выхода синтезатора подается на вход цифрового ФД. Этот сигнал играет роль опорного. Поскольку синтезатор, как отмечалось выше, может иметь синфазный синусоидальному выходу импульсный выход, то выгоднее использовать именно последний, что отражено пунктирной линией на рис. 6. При этом необходимость в соответствующем усилителе - формирователе УФИ отпадает. На другой вход ФД через УФИ поступает сдвинутые по фазе (во времени) импульсы, соответствующие синусоидальному сигналу с выхода измерительного контура. Напряжение U_φ на выходе преобразователя скважность - напряжение ПСН изменяется во времени в соответствии с ФЧХ на отрезке $[F_1, F_2]$, который во временной области соответствует отрезку $[T_1, T_2]$ (рис. 7). Для фиксации моментов достижения фазовых углов $\varphi = +\pi/2, \varphi = 0, \varphi = -\pi/2$, используются три компаратора K_a, K_m, K_b . Фазовым углам $\varphi = +\pi/2, \varphi = 0, \varphi = -\pi/2$ соответствуют напряжения $U_{\pi/4}, U_0, U_{-\pi/4}$, которые должны быть измерены заранее и только один раз, по переходной характеристике ФД. Текущее напряжение U_φ достигает этих значений в моменты времени t_a, t_m, t_b , что приводит к переключению выходов V_{Ka}, V_{Km}, V_{Kb} компараторов из состояния логического "0" в состояние логической "1". По этим переключениям микроконтроллер фиксирует коды соответствующих текущих частот N_{fa}, N_{fm}, N_{fb} и затем вычисляет Q_0 и f_0 или Q_X, f_X . Для установки компараторов в исходное состояние в начале каждого интервала

сканирования частоты микроконтроллер вырабатывает импульсы сброса V_s (рис. 7). Обратим особое внимание на то, что при этом принципиально не требуется наличие средств измерения или преобразования синусоидального переменного напряжения. Не требуется также никаких аналого-цифровых преобразований напряжения, поскольку носителем информации о характеристических точках ФЧХ являются только *временные* соотношения между импульсными сигналами.

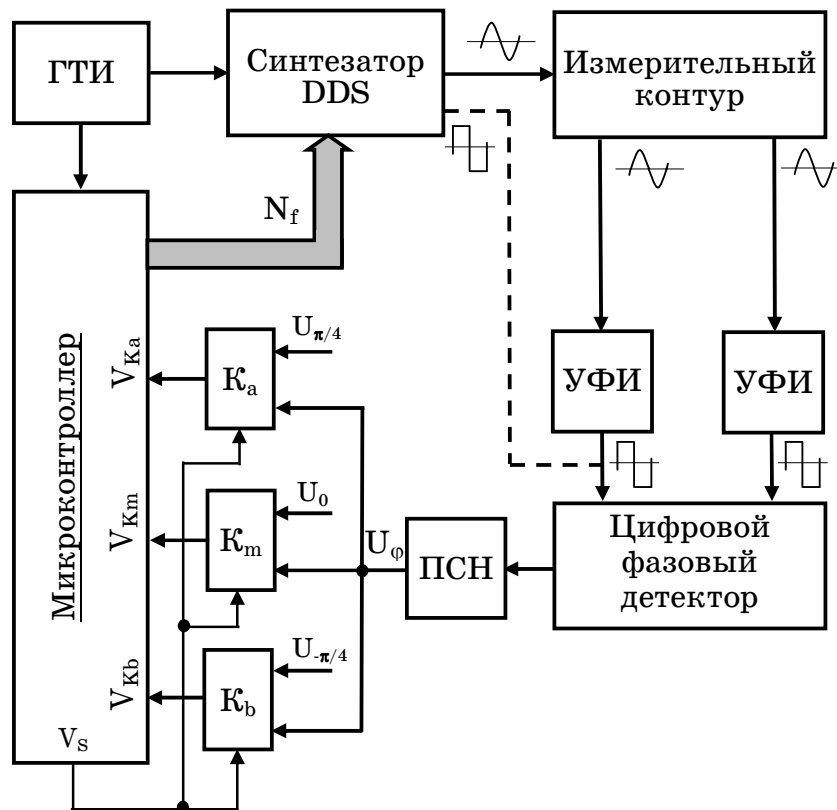


Рисунок 7 – Упрощенная блок-схема измерителя Q_0, f_0, Q_X, f_X на основе ФЧХ

Выводы. Реализация измерителей добротности и резонансной частоты на основе использования ФЧХ имеет ряд преимуществ по сравнению с реализацией на основе АЧХ, и представляется более перспективной. Она отличается отказом от амплитудных измерений в пользу временных, структурной простотой, использованием новых технологий в области цифровой схемотехники и обработки сигналов.

УДК 669.169

А.И. Балакин, В.Я. Копп, О.Н. Кукушкин, О.В. Филипович
**ПОСТРОЕНИЕ ПОЛУМАРКОВСКОЙ МОДЕЛИ
АВТОМАТИЗИРОВАННОГО УЧАСТКА С ВОЗВРАТОМ
ПРОДУКЦИИ**

Аннотация. Рассмотрены вопросы, связанные с моделированием автоматизированных технологических систем, реализующих технологические процессы, требующие возврата продукции на повторное обслуживание. Построены полумарковские модели, позволяющие определять функции распределения времени между событиями в выходном потоке продукции, что обеспечивает удобство их стыковки с элементами высших уровней иерархии производства. Для обеих моделей приведены результаты моделирования.

Введение

Вопросы моделирования автоматизированных линий являются весьма актуальными, так как позволяют прогнозировать их производительность.

Анализ литературных источников, например [1], показывает что во многих случаях структура автоматизированных линий включает в себя контролирующие устройства, которые производят контроль и сортировку изделий после определенных операций. Если обнаруживается исправимый брак, то изделие по обратной связи отправляется на определенную ячейку для его исправления. Это позволяет уменьшить количество бракованных изделий на выходе линии.

Постановка задачи

Рассмотрим автоматизированный участок, состоящий из двух технологических ячеек, после второй ячейки стоит контрольное устройство, производящее сортировку деталей. После контроля деталь либо поступает на выход участка с вероятностью p , либо по обратной связи поступает на повторное обслуживание если обнаружен брак с вероятностью $(1-p)$. Контрольное устройство будем считать абсолютно надежным. Заявки, поступающие на повторное обслуживание, имеют

приоритет перед заявками основного потока. При моделировании используется итерационный подход.

Рассмотрим автоматизированный участок с обратной связью, структурная схема которого изображена на рисунке 1.

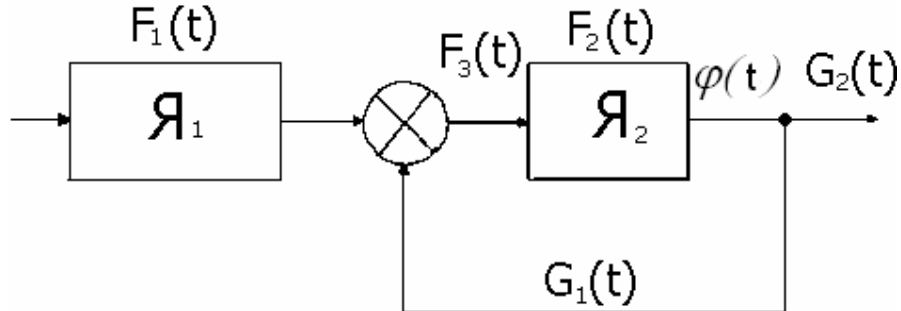


Рисунок 1 – Структурная схема автоматизированного участка с обратной связью

Задача ставится следующим образом: по известным функциям распределения $F_1(t)$, $F_2(t)$ времени обслуживания продукции на $Я_1$ и $Я_2$ (случайные величины α_1 , α_2) необходимо определить функцию распределения $G_2(t)$ (случайная величина β_2) между событиями в выходном потоке. Известно, что вероятность брака на выходе второй ячейки равна $(1-p)$. Обозначим через $G_1(t)$ функцию распределения времени (случайная величина β_1) между событиями в потоке бракованных изделий.

При моделировании указанной системы необходимо учитывать взаимные блокировки ячеек: при отказе любой из них другая прекращает работу.

Фактически задача состоит из нескольких подзадач:

- необходимо определить функцию распределения $\varphi(t)$, времени обслуживания продукции двух последовательно соединенных ячеек без обратной связи при известных функциях распределения времени обслуживания $F_1(t)$, $F_2(t)$ каждой из них;
- найти функции распределения $G_1(t)$, $G_2(t)$ времен между событиями в прореженных потоках;
- определить функцию распределения $F_3(t)$ времени (случайная величина β_3) между событиями в результирующем потоке

при суперпозиции двух случайных процессов с функциями распределения $F_1(t)$, $G_1(t)$.

Решение первой подзадачи для n ячеек предложено в [3]. Ниже приводится выражение для функции $\bar{\varphi}(\tau)$, которая, связана с функцией распределения $\varphi(\tau) = 1 - \bar{\varphi}(\tau)$ соотношением [2]:

$$\bar{\varphi}(\tau) = \sum_{k=1}^n \bar{F}_k(t) - \sum_{1 \leq k_1 < k_2 \leq n} \bar{F}_{k_1}(t) \bar{F}_{k_2}(t) + \sum_{1 \leq k_1 < k_2 < k_3 \leq n} \bar{F}_{k_1}(t) \bar{F}_{k_2}(t) \bar{F}_{k_3}(t) - \dots + (-1)^{n-1} \bar{F}_1(t) \bar{F}_2(t) \dots \bar{F}_n(t). \quad (1)$$

Из выражения (1) найдем функцию распределения $\bar{\varphi}(\tau)$ для данной задачи. Она будет иметь вид:

$$\bar{\varphi}(t)_0 = \bar{F}_1(t) + \bar{F}_2(t) - \bar{F}_1(t) \bar{F}_2(t). \quad (2)$$

Формула (2) справедлива только для нулевой итерации (нижний индекс 0), где обратная связь не учитывается. Для всех последующих итераций эта формула примет следующий вид:

$$\bar{\varphi}(t)_i = \bar{F}_3(t)_{i-1} + \bar{F}_2(t) - \bar{F}_3(t)_{i-1} \bar{F}_2(t), \quad (3)$$

где i - номер итерации.

Решение второй подзадачи связано со следующей последовательностью технологических действий: после контроля деталь уходит на следующую операцию с вероятностью p , либо по обратной связи поступает на повторное обслуживание с вероятностью $(1-p)$. Предполагается, что на технологическую ячейку постоянно поступает поток заявок. Время их обслуживания на данной операции распределено по закону $F(t) = F_{\theta_k}(t)$, имеющему плотность $f(t)$, а также конечное математическое ожидание и дисперсию.

Рассмотрим граф состояний такой системы, представленный на рисунок 2.

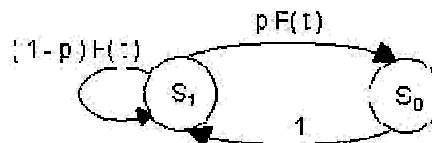


Рисунок 2 – Граф состояний системы, осуществляющей возврат бракованной продукции на повторно обслуживание

Условные обозначения приняты следующие: S_0 – мгновенное состояние соответствует выдаче и загрузке продукции; S_1 – состояние

обслуживания; p – вероятность того, что изделие на выходе ячейки будет окончательно обслужено.

Задача ставится таким образом: необходимо определить ФР времени между заявками в разреженном потоке, формирующемся на выходе ячейки, охваченной обратной связью.

Вероятности перехода из одного состояния в другое будут соответственно равны:

$$P_{01} = 1; P_{10} = p; P_{11} = 1 - p$$

Полумарковские ядра для соответствующих переходов определяются следующим образом:

$$Q_{01} = 1; Q_{10}(t) = pF(t); Q_{11}(t) = (1 - p)F(t).$$

$$q_{11}(t) = \frac{dQ_{11}(t)}{dt} = (1 - p)f(t)$$

Записав уравнения марковского восстановления для определения функции распределения времени пребывания системы в состоянии S_1 и подставив в него выражение для $q_{11}(t)$, получим:

$$\begin{aligned} K_1(x) &= \int_0^x K_1(x-s)q_{11}(s)ds + pF(x) = \\ &= (1-p) \int_0^x f(x-s)K_1(s)ds + pF(x). \end{aligned} \quad (4)$$

Интегральное уравнение (4) решалось методом последовательных приближений. Решение имеет вид [4]:

$$K_1(t) = pF(t) + p \sum_{m=1}^{\infty} (1-p)^m F^{(*)m}(t). \quad (5)$$

В соответствии с полученным выражением (5) формулы для определения функций распределения $G_1(t)$, $G_2(t)$ времен между событиями в прореженных потоках годных и негодных изделий (см. рис.1) имеют вид [2]:

$$G_1(t) = (1-p)\varphi(t) + (1-p) \sum_{n=1}^{\infty} p^n \varphi^{*(n)}(t); \quad (6)$$

$$G_2(t) = p\varphi(t) + p \sum_{n=1}^{\infty} (1-p)^n \varphi^{*(n)}(t), \quad (7)$$

где $\varphi(t)$ – функция распределения времени между событиями в непрореженном потоке; p – вероятность, с которой заявка остается в прореженном потоке событий; $^{*}(n)$ – обозначение операции свертки порядка n .

Для решения третьей подзадачи используем известную формулу для суперпозиции двух случайных процессов восстановления [3]. Таким образом, функция распределения $F_3(t)$ времени между событиями в суммарном потоке будет иметь вид:

$$F_3(t)_i = 1 - \frac{1}{M\alpha_1 + M\beta_{1,i-1}} \left[\bar{F}_1(t) \int_t^\infty \bar{G}_1(t)_{i-1} dt + \bar{G}_1(t)_{i-1} \int_t^\infty \bar{F}_1(t) dt \right], \quad (8)$$

где $M\beta_{1,i-1}$, $G_1(t)_{i-1}$ - математическое ожидание и функция распределения случайной величины β_1 на $(i-1)$ -ой итерации.

Организовав итерационную процедуру с использованием формул (2), (3), (6), (7), (8), можем получить функцию распределения $G_2(t)$ между событиями в выходном потоке.

Итерационная процедура поясняется блок-схемой алгоритма вычислений, представленной на рисунке 3, и выполняется в следующем порядке.

1. На нулевой итерации последовательно выполняются операции:

- с помощью формулы (2) определяется функция распределения $\varphi(\tau)_0 = 1 - \bar{\varphi}(\tau)_0$;

- по формулам (6), (7) определяются функции распределения $G_1(t)_0$ и $G_2(t)_0$;

- определяются $M\beta_{1,0}$ и $M\beta_{2,0}$ по формулам $M\beta_{1,0} = \int_0^\infty \bar{G}_1(t)_0 dt$,

$$M\beta_{2,0} = \int_0^\infty \bar{G}_2(t)_0 dt;$$

- по формуле (8) определяется функция распределения $F_3(t)_0$.

2. На первой и последующих итерациях последовательно выполняются операции:

- с помощью формулы (3) определяется функция распределения $\varphi(\tau)_i = 1 - \bar{\varphi}(\tau)_i$;

- по формулам (6), (7) определяются функции распределения $G_1(t)_i$ и $G_2(t)_i$;

- определяются $M\beta_{1,i}$ и $M\beta_{2,i}$ по формулам $M\beta_{1,i} = \int_0^\infty \bar{G}_1(t)_i dt$,

$$M\beta_{2,i} = \int_0^\infty \bar{G}_2(t)_i dt;$$

- по формуле (8) определяется функция распределения $F_3(t)_i$.

Итерации продолжаются до тех пор, пока не выполнится условие:

$$|M\beta_{2,i} - M\beta_{2,i-1}| \leq \delta,$$

где δ - заданная величина, определяемая требуемой точностью вычислений.

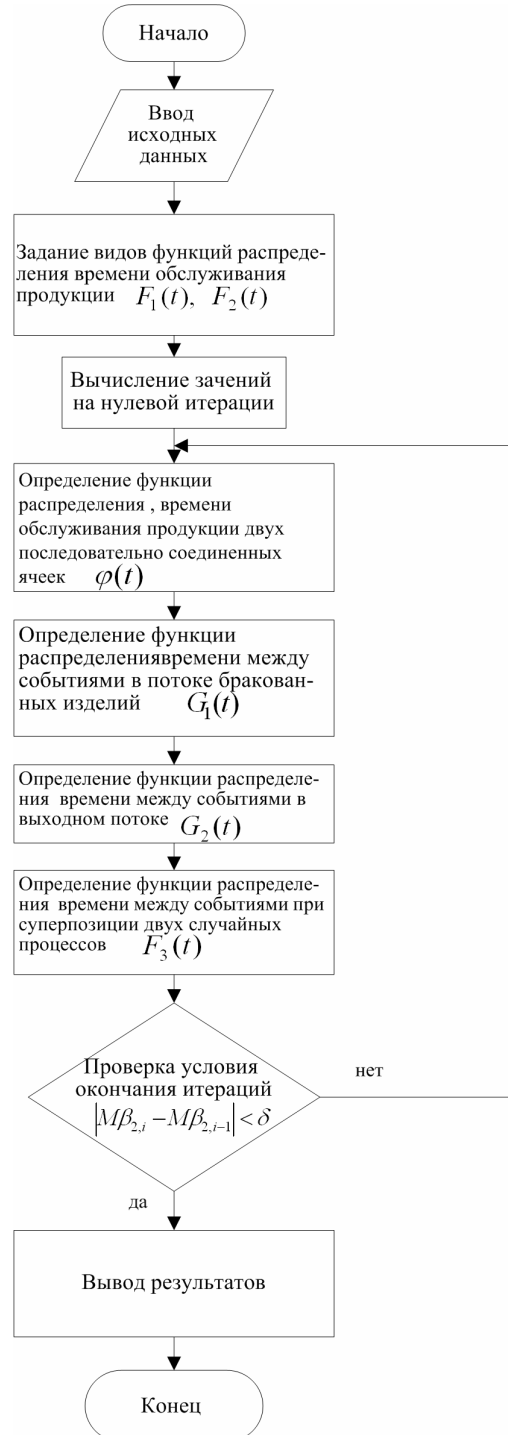


Рисунок 3 - Блок-схема алгоритма реализации итерационной процедуры

На рисунке 4 приведены два примера моделирования с различными исходными данными.

Пример 1. При моделировании в качестве, функции распределения $F_1(t)$, $F_2(t)$ были взяты функции распределения Эрланга второго порядка, с одинаковым математическим ожиданием равным 0,0667 ч, вероятность того что изделие после обработки годное $p=0,8$.

Результаты моделирования следующие: математические ожидания $M\beta_2$ и $M\beta_3$ времен между событиями в прореженном и в суммарном потоках соответственно равны 0,11416 ч и 0,0639 ч. Вид функций распределения времени обслуживания продукции на двух последовательно соединенных ячейках $\varphi(t)_0$, не охваченных обратной связью и функции $G_2(t)$ и представлен на рисунке 4а.

Пример 2. При моделировании в качестве, функции распределения $F_1(t)$, $F_2(t)$ также были взяты функции распределения Эрланга второго порядка с математическими ожиданиями равными соответственно 0,2 ч и 0,0833 ч, вероятность того что изделие после обработки годное $p=0,6$.

Результаты моделирования следующие: математические ожидания $M\beta_2$ и $M\beta_3$ времен между событиями в прореженном и в суммарном потоках соответственно равны 0,333 ч и 0,144 ч. Вид функций распределения времени обслуживания продукции на двух последовательно соединенных ячейках $\varphi(t)_0$, не охваченных обратной связью и функции $G_2(t)$ и представлен на рисунке 4б.

Возможно более простое решение рассмотренной задачи, предлагается на основании формулы (5) заменить вторую ячейку, охваченную обратной связью эквивалентным элементом, для которого известна функция распределения времени обслуживания продукции $K_1(t)$. Тогда функция распределения времени $G_2(t)$ между событиями в выходном потоке имеют вид

$$\overline{G_2}(t) = \overline{F_1}(t) + \overline{K_1}(t) - \overline{F_1}(t)\overline{K_1}(t).$$

Такой приближенный подход крайне удобен при усложнении рассматриваемой задачи. Так, например если времена повторного обслуживания отличаются друг от друга. В этом случае для эквивалентной замены используется следующая модель ячейки

охваченной обратной связью.

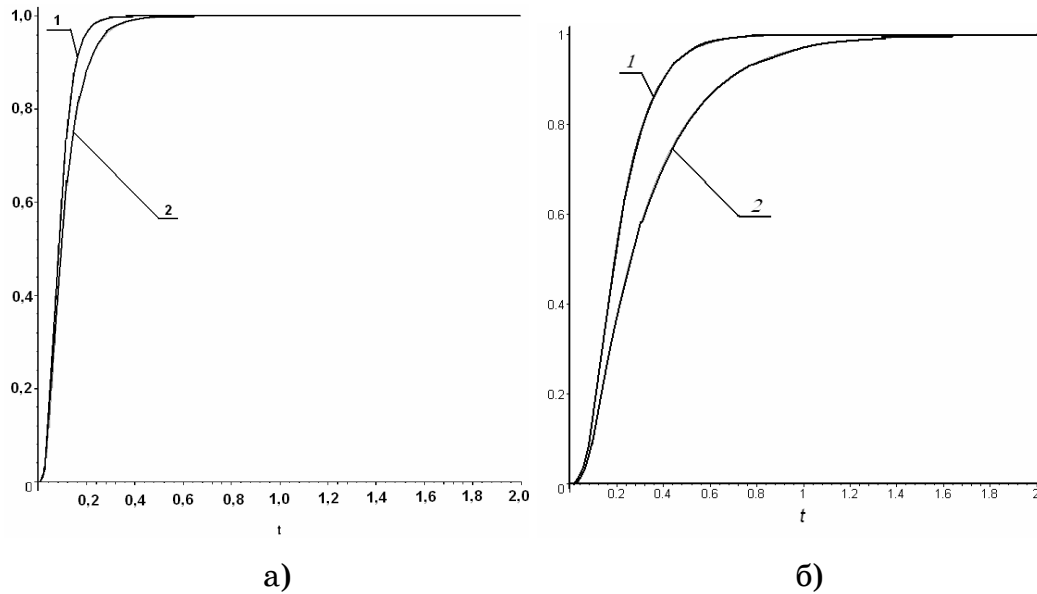


Рисунок 4 – Вид функции распределения времени

а) пример 1; б) пример 2; 1 - обслуживания продукции на двух последовательно соединенных ячейках $\varphi(t)_0$, не охваченных обратной связью; 2 – между событиями в прореженном выходном потоке $G_2(t)$

Таким образом, рассматривается задача: если в изделии обнаруживается брак, то оно возвращается по обратной связи на ту же операцию, но время повторного обслуживания при этом изменяется. В общем случае все эти времена различны, случайны и описываются следующими функциями распределения: $F_0(t)$ - функция распределения времени на нулевом обслуживании; $F_1(t)$ - функция распределения времени на первом обслуживании; $F_n(t)$ - функция распределения времени на n-ном обслуживании.

Граф состояний такой системы представлен на рисунке 5.

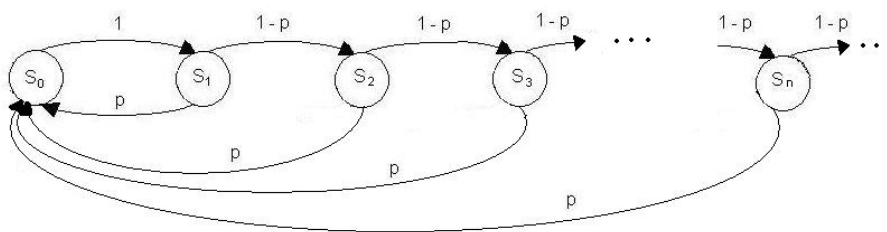


Рисунок 5 – Граф состояний с изменяющимся временем при повторных обслуживаниях

Для этого примем следующие гипотезы:

H_1 - выполняется первое обслуживание;

H_n - Выполняется n-е обслуживание.

[illegible]
$$\left\{ \begin{array}{l} P(A/H_0) = p\{t_0 < t\} = F_0(t) \\ P(A/H_1) = p\{t_0 + t_1 < t\} = F(t_0 + t_1) = F_{0,1}^{(*)}(t) \\ P(A/H_2) = p\{t_0 + t_1 + t_2 < t\} = F(t_0 + t_1 + t_2) = F_{0,\dots,2}^{(*)^2}(t) \\ \dots\dots\dots \\ P(A/H_n) = p\left\{\sum_{i=0}^n t_i < t\right\} = F\left(\sum_{i=0}^n t_i\right) = F_{0,\dots,n}^{(*)^n}(t) \end{array} \right. \quad (10)$$
$$K_1(t) = P(A) = \sum_{n=0}^{\infty} P(H_n)P(A/H_n) \quad (11)$$
$$K_1(t) = pF_0(t) + p \sum_{n=1}^{\infty} (1-p)^n F_{1,\dots,n}^{(*)n}(t) \quad (12)$$

На рисунке 6 приведен пример моделирования данной мы.

При моделировании: в качестве функций распределения $F_1(t)$, $F_2(t)$ были взяты законы распределения Эрланга второго порядка, с одинаковым математическим ожиданием равным 0,0667 ч.; вероятность того что изделие после обработки годное $p=0,8$; математическое ожидание времени для каждого последующего повторного обслуживания бралось на 7,5% меньше предыдущего.

Результаты моделирования следующие: математические ожидания $M\beta_2$ и $M\beta_3$ времен между событиями в прореженном и в суммарном потоках соответственно равны 0,10336 ч и 0,0818 ч. Вид функции распределения времени $G_2(t)$, определяемой по формуле (12), представлен на рисунке 6.

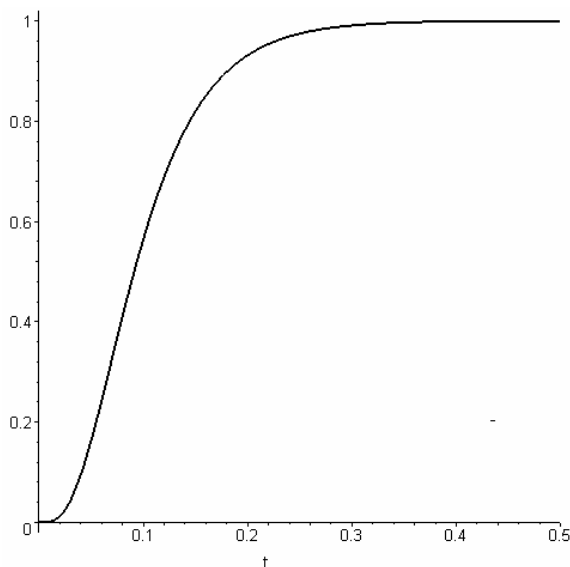


Рисунок 6 - Вид функции распределения времени между событиями в прореженном выходном потоке $G_2(t)$

Выражение (12) позволяет прогнозировать производительность автоматизированных участков и линий подобного типа. С помощью данных моделей определяется функция распределения времени обслуживания продукции рассматриваемой двухфазной синхронной системой с обратной связью, что позволяет стыковать ее с моделями более высокого уровня.

Введение обратной связи позволяет за счет устранения брака повысить производительность, например в последнем случае, на 9,89%.

В дальнейшем предполагается на основании данных моделей

построить полумарковскую модель синхронной автоматизированной линии с возвратом продукции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Меткин Н.П. Технологическая подготовка гибких автоматизированных сборочно-монтажных производств в машиностроении /Н. П. Меткин, М. С. Лапин, В. И. Гольц – Л.: Машиностроение, 1986 – 192 с.
2. Копп В.Я. Итерационный подход при построении полумарковской модели асинхронных автоматизированных линий/ В.Я. Копп // Весн. СевГТУ: Сб. науч. тр. – Севастополь. – 2000 Вып. 27. – С. 73 – 80.
3. Копп В.Я. Анализ суперпозиции случайных процессов при описании функционирования различных структур ГПС / В.Я. Копп, О.П. Чуб, Ю.Е. Обжерин и др.// Оптимизация производственных процессов: Сб. науч. тр. – Севастополь, 1999. – Вып. 1.1. – С. 87 – 91.
4. Копп В.Я. Моделирование систем контроля с обратными связями /В.Я. Копп, А.И. Балакин, А.А. Скидан, К.П. Аникевич //СИЯЭП Сб.научн.тр. – Севастополь, 2006. – Вып.3 (19). – С. 252 – 257.

Получено 26.09.2009г.

УДК 621.3

В.С. Хандецький, А.А. Валюх

**АДАПТИВНА ЦИФРОВА ФІЛЬТРАЦІЯ ПРИ ДИНАМІЧНИХ
ВИМІРЮВАННЯХ З ВИКОРИСТАННЯМ НЕЙРОННИХ МЕРЕЖ**

Анотація. Запропоновано і досліджено метод нейромережної фільтрації зондуєчих ультразвукових сигналів при вимірюванні кількості газу в потоці. Кращі результати показала мережа зворотного поширення помилки з одним схованим шаром, з 10 нейронами в шарі, при декількох десятках епох її навчання, що є важливим при практичній реалізації витратомірів газу, які використовують вбудовані мікропроцесори.

Ключові слова: адаптивний фільтр, нейронна мережа, витратомір газу, ультразвуковий зонduючий сигнал, потік, шум.

Вступ. На сучасному етапі розвитку промисловості є актуальним розвиток засобів виміру кількості речовин, у тому числі кількості газу в потоці. Одним з найбільш перспективних у цьому напрямку з точки зору точності й надійності вимірювальної апаратури є ультразвуковий метод контролю [1, 2]. В основу роботи промислових ультразвукових лічильників газу покладений часо-імпульсний метод, суть якого полягає у визначенні різниці швидкостей ультразвукових зондувальних імпульсів, що проходять по напрямку потоку й проти нього. У ряді випадків у трубопроводі, на якому встановлені ультразвукові датчики, з'являється широкополосний шум. Джерелами такого шуму є наприклад: відкриті не до кінця крани, а також зношене обладнання: редуктори, фільтри й т. д. У результаті знижується точність виміру витрат газу.

Постановка задачі. З метою ослаблення впливу шуму доцільно провести фільтрацію сигналу. Однак оскільки спектри ультразвукового зондувального сигналу й шуму часто перекриваються, використання звичайних цифрових фільтрів з фіксованими коефіцієнтами не є ефективним. Більші можливості для рішення цієї задачі представляють адаптивні фільтри. Дана робота присвячена дослідженню можливостей нейромережних технологій для побудови адаптивного фільтра з метою суттєвого ослаблення шуму в акустичному тракті промислового ультразвукового лічильника газу.

© Хандецький В.С., Валюх А.А., 2009

Основна частина. Після того, як зондувальний імпульс прийнятий ультразвуковим датчиком відбувається процес його посилення, відцифровки й запису відцифрованого сигналу у вигляді масиву даних у пам'ять приладу. Надалі, записаний у пам'яті сигнал буде прочитаний мікроконтролером для розрахунку часу проходження зондувального імпульсу через потік. Крім цього, існує можливість передачі відцифрованого сигналу з приладу по каналу зв'язку взовнішній пристрій. В якості такого пристрою можна використовувати персональний комп'ютер з установленим на ньому відповідним програмним забезпеченням.

Прийнятий з пам'яті витратоміра масив відцифрованих даних при закритому каналі для газу (потіку немає) представлено на рис. 1. Масив даних прийнятий по цьому ж, але відкритому каналі представлено на рис. 2. На цих рисунках амплітуда вхідного зондувального імпульсу при відкритому каналі дорівнює одиниці, а зашумлений сигнал при відкритому каналі нормований до амплітуди вхідного зондувального сигналу. По осі ординат відкладено амплітуду сигналів. По осі абсцис відкладено час в мікросекундах.

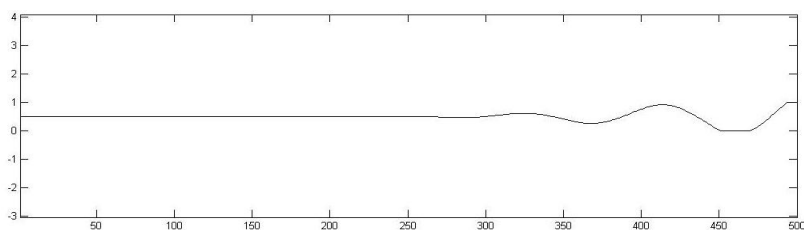


Рисунок 1- Прийнятий зондувальний імпульс при закритому каналі

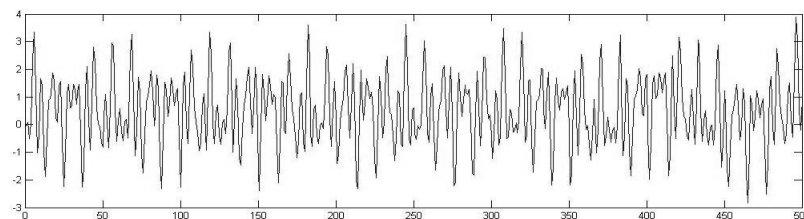


Рисунок 2- Прийнятий зондувальний імпульс при відкритому каналі

У даній роботі були досліджені мережі зворотного поширення помилки, які, як правило, характеризуються більш високою вірогідністю розпізнавання зашумлених сигналів у порівнянні з мережами інших топологій [3, 4]. Досліджені архітектури з одним і двома прихованими шарами, і вихідним шаром з одного нейрона.

Для моделювання процесу навчання й тестування нейронних мереж використовувалося обчислювальне середовище Matlab 7.0 розгорнуте на комп'ютері наступної конфігурації: Athlon XP 1800 +(1,53GHz), 1 GB DDR.

Робота штучної нейронної мережі в якості адаптивного фільтра відбувається в такий спосіб. Вхідний масив даних по часу можна розбити на два підмасиви – підмасив, у якому присутній винятково шумовий фон (масив N), і підмасив, у якому присутні як шумовий фон, так і сигнал (масив SN). Процес роботи адаптивного фільтра складається з двох основних етапів – етап навчання й етап безпосередньої роботи.

На етапі навчання (рис. 3) використовується тільки підмасив, у якому присутній винятково шумовий фон. Для підмасиву N вводиться два вікна – вікно з вхідними даними W_i і вікно із цільовими даними W_o .

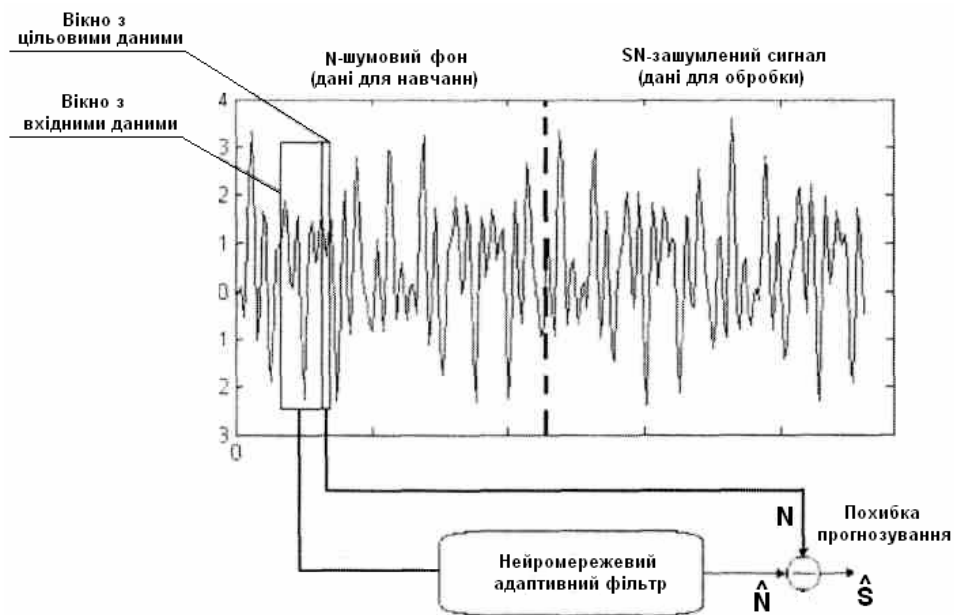


Рисунок 3 – Ілюстрація процесу навчання адаптивного фільтра

Нехай n – кількість відліків усередині вікна вхідних даних W_i (довжина вікна), m – кількість прогнозованих відліків у цільовому вікні W_o , s – кількість відліків на які виконується зміщення вікна. У такий спосіб, наприклад, для ряду виду $\{3 \ 1 \ 2 \ 4 \ 1 \ 1 \ 2 \ 4 \ 1 \ 3 \ 4 \ 1 \ 4 \ 2 \ 1\}$ і $n = 4$, $m = 1$, $s = 5$, будемо мати такі вектори:

$3 \ 1 \ 2 \ 4 \rightarrow 1$

1 2 4 1 -> 3

4 1 4 2 -> 1

У даній роботі були використані наступні параметри: $n = 7$, $m = 1$, $s = 8$.

Дані з масиву W_i подаються на вхід нейронної мережі. У свою чергу дані W_0 є цільовими для алгоритму навчання. На виході нейронної мережі при подачі на її вхід шумових даних формується сигнал $\hat{N}$, який характеризує вибірку шуму W_i на її вході. Введемо величину $\hat{S}_I$:

$$\hat{S}_I = N - \hat{N}, \quad (1)$$

де N – елемент із W_0 , що характеризує реальний шум, $\hat{N}$ – вихідний сигнал мережі. У такий спосіб на етапі навчання величина $\hat{S}_I$ використовувалась нами для оцінки того, наскільки добре нейронна мережа навчилася моделювати поданий на її вхід шум N .

На етапі роботи (рис. 4) використовується підмасив, у якому присутні як шумовий фон, так і сигнал (масив SN). Як і на попередньому етапі для підмасиву SN також вводиться два вікна: з вхідними даними - W_i і з цільовими даними - W_0 .

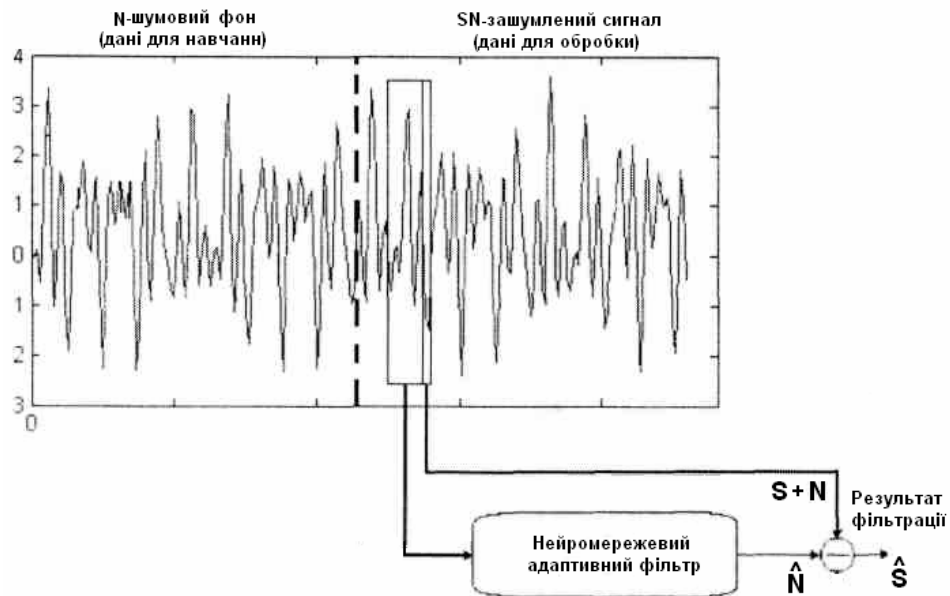


Рисунок 4 – Етап роботи адаптивного фільтра

На цьому етапі вихідний сигнал нейронної мережі $\hat{S}_W$ розраховується як:

$$\hat{S}_W = S + N - \hat{N}, \quad (2)$$

де S – зондувальний сигнал, N – реальний шумовий фон, $\hat{N}$ – шумовий фон, оброблений нейронною мережею.

Таким чином, на етапі роботи величина $\hat{S}_w$ безпосередньо використовується як результат фільтрації. При цьому $\hat{S}_w$ тим точніше наближається до сигналу S , чим точніше нейронна мережа навчилася прогнозувати шумовий фон ($N = \hat{N}$).

Введемо критерії, по яких будемо визначати якість навчання й роботи нейронної мережі [5, 6]. По-перше, визначимо, на скільки збільшилося співвідношення сигнал шум після обробки навченою нейронною мережею зашумленого сигналу. В якості показника будемо використовувати величину $\Delta_{S/N}$:

$$\Delta_{S/N} = 20 \lg \frac{S}{N_n} - 20 \lg \frac{S}{N} = 20(\lg N - \lg N_n), \quad (3)$$

де S – амплітуда зондувального (опорного) сигналу, N_n – середня амплітуда шуму після обробки нейронною мережею, N – середня амплітуда вхідного шуму.

З виразу (3) видно, що $\Delta_{S/N}$ у випадку, коли зондувальний сигнал не викривляється в процесі обробки, не залежить від його амплітуди. Для визначення $\Delta_{S/N}$ достатньо знати середню амплітуду шумового фону до й після обробки.

Крім загальних співвідношень сигнал-шум значний інтерес представляє точність виділення сигналу із шуму. Для оцінки ступеня подібності отриманого після обробки й опорного сигналу будемо використовувати обчислення коефіцієнту кореляції r між ними.

Дослідимо якість роботи нейронної мережі з одним схованим шаром від кількості нейронів у схованому шарі й способу навчання мережі. Навчання будемо проводити за допомогою алгоритму Левенберга - Маркардта (Levenberg-Marquardt). Результати експериментів представлені в табл. 1. В стовпчику «Структура мережі» наведене співвідношення кількості нейронів схованого й вихідного шарів. Кількість епох роботи мережі задавалася в процесі експерименту.

З наведених даних видно, що чим більша кількість нейронів у схованому шарі й чим більше епох навчання, тим вище $\Delta_{S/N}$. Проте коефіцієнт кореляції зменшується при збільшенні кількості нейронів схованого шару й кількості епох навчання. Найбільше значення

коефіцієнту кореляції, що дорівнює 0,7, було досягнуто при відносно невеликій кількості нейронів прихованого шару. При подальшому зменшенні кількості нейронів прихованого шару і епох навчання коефіцієнт кореляції значно падає.

З отриманих результатів видно, що усунення ефекту перенавчання за рахунок лише зміни кількості нейронів й епох навчання не дає прийняттого практичного результату. Коефіцієнт кореляції r так і не наблизився до 1, тобто сигнал на виході нейронної мережі не є аналогічним опорному сигналу з достатньою точністю. Тому доцільно перейти до застосування спеціальних алгоритмів навчання з метою як найбільше усунути ефект перенавчання мережі.

Одним із способів вирішення цієї проблеми є метод автоматичної регуляризації на основі правила Байеса [3, 7]. Цей метод полягає в тому, що вагові коефіцієнти нейронів в мережі розглядаються як випадкові величини з відомим законом розподілу. Параметр регуляризації пов'язаний з дисперсією цього розподілу й може бути оцінений з використанням статистичних методів. Подібний метод може бути реалізований засобами Matlab у вигляді алгоритму навчання `trainbr`. Отримані результати представлені в табл. 2. Кількість епох роботи мережі також задавалася в процесі експерименту.

Як видно з наведених у табл. 2 результатів мережа демонструє кращу роботу при порівняно невеликій кількості нейронів у схованому шарі. Це тим більше важливо з практичної точки зору, тому що реалізацію нейронної мережі в автономних лічильниках доцільно здійснювати на основі вбудованого мікропроцесора. Більше низькі показники роботи мережі при збільшенні кількості нейронів у схованому шарі пов'язані з ефектом перенавчання мережі. В свою чергу низькі показники роботи мережі при подальшому зменшенні кількості нейронів у схованому шарі пов'язані з недостатнім навчанням.

Таблиця 1

Залежність $\Delta_{S/N}$ і коефіцієнту кореляції r від параметрів мережі

Структура мережі	Епохи	$\Delta_{S/N}$	r
110:1	60	43,5	0,05
100:1	60	42,7	0,05
80:1	60	41,3	0,05
70:1	60	40,9	0,07
60:1	60	39,4	0,1
50:1	60	39,6	0,19
40:1	60	37,6	0,26
30:1	60	36,8	0,31
20:1	60	35,1	0,34
10:1	60	35,6	0,50
10:1	50	35,9	0,53
10:1	40	34,2	0,55
10:1	30	34,3	0,63
10:1	20	33,8	0,67
10:1	10	30,4	0,7
10:1	5	25,7	0,65
5:1	20	23,5	0,55
5:1	10	21,1	0,34
5:1	5	18,7	0,12

Таблиця 2

Залежність $\Delta_{S/N}$ і коефіцієнту кореляції r від параметрів мережі при методі навчання trainbr

Структура мережі	Епохи	$\Delta_{S/N}$	r
110:1	60	15,8	0,48
100:1	60	16,8	0,52
80:1	60	17,4	0,55
70:1	60	18,5	0,60
60:1	60	18,7	0,65
50:1	60	19,8	0,70
40:1	60	23,8	0,73
30:1	60	23,8	0,75
20:1	60	26,2	0,84
10:1	60	26,6	0,84
10:1	50	27,8	0,86
10:1	40	28,6	0,91
10:1	30	28,8	0,92
10:1	20	28,5	0,92
10:1	10	28,3	0,95
10:1	5	28,3	0,84
5:1	20	26,5	0,85
5:1	10	23,1	0,74
5:1	5	18,7	0,62

Аналогічно наведеному вище дослідимо якість роботи адаптивного фільтру на базі нейронної мережі із двома схованим шарами від кількості нейронів у кожному схованому шарі й способі навчання мережі. Навчання буде відразу проводитися за допомогою алгоритму автоматичної регуляризації на основі правила Байеса з метою усунення можливого перенавчання мережі. Результати експериментів представлені в табл. 3. В стовпчику «Структура мережі» наведене співвідношення кількості нейронів у прихованих шарів у форматі $n:m:1$, де n – кількість нейронів у першому прихованому шарі, m – кількість нейронів у другому прихованому шарі. Кількість епох роботи мережі задавалася в процесі експерименту.

З даних табл. 3 видно, що збільшення кількості прихованих шарів в мережі не привело до покращення її роботи.

Таблиця 3

Залежність $\Delta_{S/N}$ і коефіцієнту кореляції r від кількості нейронів у схованих шарах для мережі з двома прихованими шарами

Структура мережі	Епохи	$\Delta_{S/N}$	r
10:10:1	60	28,3	0,86
20:10:1	60	28,5	0,82
30:10:1	60	28,8	0,79
40:10:1	60	28,6	0,75
50:10:1	60	30,8	0,70
10:20:1	60	32,3	0,87
10:30:1	60	32,5	0,82
10:40:1	60	32,8	0,72
10:50:1	60	35,6	0,65
10:60:1	60	35,8	0,60
10:10:1	50	27,3	0,90
20:10:1	50	27,5	0,85
30:10:1	50	28,8	0,80
40:10:1	50	28,6	0,76
50:10:1	50	31,6	0,69
10:20:1	50	32,5	0,90
10:30:1	50	32,9	0,89
10:40:1	50	33,8	0,79
10:50:1	50	34,7	0,65
10:60:1	50	34,4	0,55

Тепер для нейронної мережі з найбільш вдалою архітектурою й параметрами навчання доцільно провести додаткове дослідження з метою визначення, як впливає на результат роботи адаптивного фільтра характер шуму. Проведемо зашумлення нашого вхідного сигналу гармонійним шумом. Дослідження показали, що цей вид шуму в значній мірі відповідає реальному шумовому процесу, що виникає при проходженні потоку газу через устаткування для регулювання параметрів потоку. Дослідимо залежність $\Delta_{S/N}$ і коефіцієнту кореляції r від інтенсивності гармонійного шуму (табл.4).

Проведемо також зашумлення нашого вхідного сигналу адитивною сумішшю гармонійного й білого гаусовського шуму. Відповідні значення $\Delta_{S/N}$ і r наведені в табл. 5. Інтенсивності складових результуючого шуму бралися рівними.

Таблиця 4

Залежність $\Delta_{S/N}$ і коефіцієнту кореляції r від інтенсивності гармонійного шуму

Інтенсивність шуму	$\Delta_{S/N}$	r
2	28,8	0,95
5	28,6	0,95
10	28,3	0,95
15	28,3	0,92
20	27,8	0,87
25	26,6	0,85
30	26,2	0,78
35	25,8	0,75
40	25,3	0,7

Таблиця 5

Залежність $\Delta_{S/N}$ і коефіцієнту кореляції r від інтенсивності змішаного шуму

Інтенсивність шуму	$\Delta_{S/N}$	r
0,01	28,7	0,95
0,02	28,3	0,90
0,1	25,5	0,87
0,2	20,6	0,82
0,5	17,4	0,74
1	12,9	0,65
1,1	9,8	0,58
1,2	6,5	0,32
1,5	3,3	0,12

Таким чином на ефективність роботи адаптивного фільтра на основі нейронної мережі значний вплив мають характеристики шуму. Чим більш стаціонарним і менш випадковим є характер шуму, тим здійснюється більш якісна фільтрація.

Висновки. При використанні нейронних мереж для адаптивної фільтрації сигналів ультразвукових лічильників газу доцільно застосовувати мережу зворотного поширення помилки з одним схованим шаром. Запропонований двохетапний алгоритм обробки сигналів оснований на прогнозуванні мережею тренду шумового процесу. Найкращі результати показала мережа з 10 нейронами в схованому шарі при декількох десятках епох її навчання, що є важливим при практичній реалізації витратомірів, які використовують вбудовані мікропроцесори.

ЛІТЕРАТУРА

1. Кремлівський П.П. Витратоміри й лічильники кількості речовин. Книга 1 в. – СПб, в "Політехніка" 2002. – 410 с.
2. Кремлівський П.П. Витратоміри й лічильники кількості речовин. Книга 2 в. – СПб, в "Політехніка" 2002. – 416 с.
3. Хандецкий В.С., Пастушкін Т.В. Відновлення зображень дефектів з використанням нейронної мережі Елмана. – // Системные технологии - 2 (55).- 2008, с. 3-10.

4. Хандецький В.С., Лебедев С.Г., Сівцов Д.П. Створення комплексних алгоритмів ідентифікації дефектів з використанням нейромережних технологій. – // Системные технологии - 1(60) - 2009, с. 3-13.
5. Хандецький В.С., Антонюк И.Н. Використання штучних нейронних мереж для ідентифікації модуляційних імпульсів дефектів //Дефектоскопия. - 2001. - №4.- С. 27-33.
6. Khandetsky V., Antonyok I. Signal processing in defect detection using back-propagation neural networks.-NDT&E International, 35, 2002, pp. 483 – 488.
7. Закс Ш. Теория статистических выводов. – М.: ИЛ, 1975. – 776 с.

Одержано 08.09.2009р.

СОДЕРЖАНИЕ

Герасимов В.В., Герасимова О.Л.

Амплитудно-фазовые исследования сигнала перекося катушки с током над поверхностью материала..... 3

Пеньков А.П., Иванова Н.О.

Розробка працехоронної методології «дослідження методів стискання зображень за допомогою нейронних мереж» 9

Иванова Н.А.

Анализ эффективности применения нейронных сетей в задачах речевой идентификации пользователя..... 13

Дробахін О.О., Лебедев С.Г.

Застосування розподілу вігнера-вілля для виявлення дефектів в діелектричних структурах..... 20

Бодянский Е.В., Викторев Е.А., Плисс И.П.

Самоорганизация архитектуры нео-фаззи-нейронной сети при помощи метода группового учёта аргументов..... 25

Ахметшин А.М., Ахметшина Л.Г., Мацюк И.М.

Интерференционный метод резонансно-пространственного отображения слабоконтрастных изображений 37

Крохин В.В., Цыганков К.Е.

Исследование эффективности оценивания коэффициентов множественной линейной регрессии при наличии ошибок в независимых переменных 44

Твердоступ Н.И.

Управляемые реактансы на основе конверторов отрицательного импеданса..... 57

Матвеева Н.О.

Дослідження форми сигналів дефектів за допомогою нейронних мереж..... 62

Григорьев В.М.

Линейные нестационарные дифференциальные матричные операторные уравнения..... 67

Григор'єв В.М., Сліпуча Д.С.

Розробка програмного забезпечення для каталогізації інформації в бібліотечній системі..... 74

<i>Ивон А.И., Колбунов В.Р., Черненко И.М.</i>	
Защита блока питания компьютера от тока включения	80
<i>Лехан В.Н., Павленко М.В., Литвинов А.А.</i>	
Подход к автоматизации планирования лечения больных хирургического профиля	89
<i>Істушкін В.Ф., Чута О.М.</i>	
Розробка пристрою аналогово-цифрового перетворення та вводу інформації в паралельний порт ПК.....	103
<i>Алексин С.Г., Дробахин О.О., Короткая В.Г.</i>	
Дискретный метод Гельфанда-Левитана восстановления профиля диэлектрической проницаемости слоистых структур при учете расходимости зондирующего излучения.....	108
<i>Хандецкий В.С., Сивцов Д.П.</i>	
Применение прямого цифрового синтеза частот и фазового детектирования в приборах вихретокового и емкостного неразрушающего контроля	115
<i>Балакин А.И., Копп В.Я., Кукушкин О.Н., Филипович О.В.</i>	
Построение полумарковской модели автоматизированного участка с возвратом продукции	127
<i>Хандецкий В.С., Валюх А.А.</i>	
Адаптивна цифрова фільтрація при динамічних вимірюваннях з використанням нейронних мереж.....	138

РЕФЕРАТЫ

УДК 620.179.14

Герасимов В.В., Герасимова О.Л. **Амплітудно-фазові дослідження сигналу перекосу котушки зі струмом над поверхнею матеріалу** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.3-8.

Проаналізовано залежності модулю і фази внесеного в котушку опору від кута відхилення її осі від нормалі до поверхні матеріалу. Досліджено чутливість фази опору до кута відхилення осі котушки відносно нормалі до пластинок із міді і композитного матеріалу. Зміна модулю внесеного в котушку опору при перекосі осі останньої відносно нормалі до поверхні матеріалу апроксимована поліномом 2-го ступеню.

Бібл. 4, іл. 1.

УДК 004.42

Пеньков А.П., Иванова Н.А. **Разработка трудоохранной методологии «исследование методов сжатия изображений с помощью нейронных сетей»** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.9-12.

В работе анализируются оптимальные условия исследовательской работы, пути обеспечения охраны труда. Рассмотрены основные аспекты «трудоохранной» оптимизационной методологии организации исследований методов сжатия изображений с использованием нейронных сетей.

Библ. 6, ил. 4.

УДК 004.42

Иванова Н.О. **Аналіз ефективності застосування нейронних мереж в задачах мовної ідентифікації користувача** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.13-19.

В цій роботі розглядаються можливості нейронних мереж прямого розповсюдження сигналу стосовно до задачі текстонезалежного розпізнавання користувачів по мовному сигналу. В якості характеристик мовного сигналу використані логарифмічно масштабовані кепстральні коефіцієнти. Аналізується точність розпізнавання різними типами нейронних мереж для різної кількості користувачів.

Бібл. 3, іл. 5., табл. 2.

УДК 621.396.96

Дробахин О.О., Лебедев С.Г. **Применение распределения Вигнера-Вилля для выявления дефектов в диэлектрических структурах** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.20-24.

Распределение Вигнера-Вилля применено для улучшения характеристик отражения от диэлектрических структур с целью выявления дефектов. Предложены способы обработки распределения Вигнера-Вилля, позволяющие значительно уменьшить влияние тренда и шумов в измеренном сигнале.

Библ. 4.

УДК 004.032.26

Бодянський Є.В., Вікторов Є.О., Плїсе І.П. **Самоорганізація архітектури нео-фаазі-нейронної мережі за допомогою методу групового урахування аргументів** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.25-36.

У статті розглянуто вирішення проблеми оптимізації структури нео-фаазі-нейронної мережі за допомогою методу групового урахування аргументів, а також надаються експериментальні результати та їх порівняльна характеристика для мережі, синтезованої за допомогою МГУА, та повної мережі.

Бібл 18, іл. 5.

УДК 004.93

Ахметшин О.М., Ахметшина Л.Г., Мацюк І.М. **Інтерференційний метод резонансно-просторового відображення мало контрастних зображень** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.37-43.

Розглянуто інформаційні можливості нового методу аналізу низькоконтрастних зображень. Представлені результати експериментальної перевірки методу.

Бібл. 9, рис.3

УДК 519.21 : 519.24

Крохін В.В., Циганков К.Є. **Дослідження ефективності оцінювання коефіцієнтів множинної лінійної регресії за наявності помилок у незалежних змінних** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.44-56.

Аналітично досліджується якість оцінювання параметрів множинної лінійної регресії в умовах, коли всі змінні спостерігаються з помилками. Порівнюються два методи оцінювання — звичайний метод найменших квадратів (ОМНК) і метод максимальної правдоподібності (ЗМЗ). Дослідження ефективності цих методів для обмежених обсягів вибірки проводиться методом імітаційного моделювання за допомогою оригінальної програми, розробленої в середовищі МАТЛАБ. На основі даних імітаційного моделювання зроблено висновок, що при малих обсягах вибірки (менш 50 елементів), незміщене ЗМЗ не мають переваги, так як зміщення ОМНК компенсується істотно меншою вибірковою мінливістю.

Ключові слова: множинна лінійна регресія, модель з помилками в змінних, методи оцінювання, обмежений обсяг вибірки, імітаційне моделювання,

Бібл. 5., рис.4.

УДК 62 – 52: 621.317

Твердоступ М.І. **Реактенси, що керуються, на основі конверторів від'ємного імпеданса** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.57-61.

Визначені умови реалізації на основі конверторів негативного імпедансу керованих індуктивностей і ємностей з можливістю мінімізації активних втрат.

Бібл. 7, рис. 3.

УДК 621.3

Матвеева Н.А. **Исследование формы сигналов дефектов с помощью нейронных сетей** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.62-66.

Исследованы возможности применения нейронной сети Кохонена для классификации сигналов дефектоскопии. Обученная карта Кохонена промоделирована на проверочном множестве сигналов

Библ. 8, ил. 1.

УДК 62-50:519.49

Григор'єв В.М. **Лінійні нестационарні диференціальні матричні операторні рівняння** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.67-73.

Отримані конструктивних процедури вирішення однорідних і неоднорідних лінійних нестационарних диференціальних матричних операторних рівнянь, засновані на приведення матриць до трикутної форми, яка може здійснюватися за допомогою систем комп'ютерної алгебри Maple, Reduce, Singular, Gap і т. і.

Бібл. 7.

УДК 62-50:519.49

Григорьев В.М., Слипуха Д.С. **Разработка программного обеспечения для каталогизации информации в библиотечной системе** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.74-79.

Разработано программное обеспечение, позволяющее создавать и использовать библиотечный каталог и включающее в себя рекомендационную систему, что значительно ускоряет процесс каталогизации библиотеки.

Библ. 5.

УДК 519.6 : 536.764

Івон О.І., Колбунов В.Р., Черненко І.М. **Захист блоку живлення комп'ютера від струму увімкнення** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.80-88.

Виконано аналіз кінетики напруги і струму у вхідному електричному колі блоку живлення комп'ютера, коли воно містить критичний терморезистор на основі діоксиднованадієвої склокераміки. Показано можливість ефективного обмеження струму увімкнення за допомогою такого терморезистора і визначені критерії вибору його оптимальних параметрів для захисту безтрансформаторних джерел живлення від струму увімкнення.

Бібл. 5, іл. 4.

УДК 614.2+574/578+004.38

Лехан В.Н., Павленко М.В., Литвинов О.А. **Підхід до автоматизації планування лікування хворих хірургічного профілю** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.89-102.

В роботі розглянуто підхід до планування лікування пацієнтів хірургічного профілю на базі динамічної моделі створення розкладу, який спрямований на досягнення оптимально-збалансованого завантаження ресурсів хірургічного відділення. В роботі

проаналізовані існуючі підходи до планування хірургічних операцій та визначені вимоги щодо хірургічного відділення з пере важливо плановим типом операцій. Запропоновані формалізована модель бізнес процесу планування та два базових алгоритми пошуку оптимального рішення.

Бібл. 4. іл.3. табл.1.

УДК 621

Иштушкин В.Ф. Чута О.Н. **Разработка устройства аналогово-цифрового преобразования и ввода информации в паралельный порт ПК** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.103-107.

Рассмотрена возможность использования АЦП AD7819 для преобразования аналогового сигнала в цифровой с последующим вводом информации в LPT порт компьютера и программной обработкой данных

Библ.4, ил.4

УДК 537.8

Алексін С.Г., Дробахін О.О., Коротка В.Г. **Дискретний метод Гельфанда-Левітана відновлення профілю діелектричної проникності шаруватих структур з врахуванням розходження зондуєчого випромінювання** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.108-114.

Запропонована модифікація дискретного аналогу методу інтегрального рівняння Гельфанда-Левитана для відновлення профілю діелектричної проникності шаруватої структури, яка враховує розходження випромінювання. Перевагу модифікованого методу перед базовим варіантом у точності відновлення профілю продемонстровано результатами числового експерименту.

Библ. 9.

УДК 621.3

Хандецький В.С., Сивцов Д.П. **Використання прямого цифрового синтезу частот та фазового детектування в приладах вихорострумового та електрострумового неруйнівного контролю** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.115-126.

Запропоновано новий підхід до реалізації засобів визначення добротності і резонансної частоти вимірювальних контурів з вихорострумовими або електроємнісними давачами. Ці засоби призначені для побудування приладів неруйнівного контролю речовин, матеріалів та виробів. Отримання інформації щодо величин, які контролюються, здійснюється шляхом обробки фазочастотної характеристики вимірювального контуру на дискретній множині частот.

Бібл. 5, рис.7

УДК 669.169

Балакін О.І., Копп В.Я., Кукушкін О.М., Філіпович О.В. **Побудова напівмарківської моделі автоматизованої ділянки з поверненням продукції** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.127-137.

Розглянуті питання, пов'язані з моделюванням автоматизованих технологічних систем, які реалізують технологічні процеси, що вимагають повернення продукції на

повторне обслуговування. Побудовані напівмарківські моделі, які дозволяють визначати функції розподілу часу між подіями у вихідному потоці продукції, що забезпечує зручність їхнього стикування з елементами вищих рівнів ієрархії виробництва. Для обох моделей наведені результати моделювання.

Бібл. 4.

УДК 621.3

Хандецкий В.С., Валюх А.А. **Адаптивная цифровая фильтрация при динамических измерениях с использованием нейронных сетей** // Системные технологии. Региональный межвузовский сборник научных работ. – Выпуск 5(64). – Днепропетровск, 2009. – С.138-147.

Предложен и исследован метод нейросетевой фильтрации зондирующих ультразвуковых сигналов при измерении количества газа в потоке. Лучшие результаты показала сеть обратного распространения ошибки с одним скрытым слоем, с десятью нейронами в слое, при нескольких десятках эпох ее обучения, что является важным при практической реализации расходомеров газа, которые используют встроенные микропроцессоры.

Библ. 7, табл. 5, ил. 4.

UDC 620.179.14

Gerasimov V.V., Gerasimova O.L. **Peak-phase researches of the distortion signal of the current coil over the material surface** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.3 –8.

Dependences of the module and phase of the resistance added in the coil on the deviation angle of its axis from a normal to a material surface are analyzed. Sensitivity of the resistance phase to a deviation angle of the coil axis concerning a normal to copper plate and composite plate is investigated. Change of the resistance module added in the coil at a distortion of the coil axis concerning a normal to a material surface is approximated by 2nd degree polynomial.

Bibl. 4, ill. 1.

UDC 004.42

Penkov A.P., Ivanova N.A. **Development of labour safety methodology “investigation of methods of image compression using neural networks”** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.9 – 12.

Optimal conditions of research and ways of labour safety providing are analyzed. Main aspects of labour safety optimizing methodology of investigation arrangement of image compression methods using neural networks are considered.

Bibl. 6, ill. 4.

UDC 004.42

Ivanova N.A. **Analysis of efficiency of neural networks application in problems of user's voice identification** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.13 – 19.

Neural networks possibilities of direct signal propagation with reference to the task of text-independent users' recognition by voice signal are investigated in this research. Mel frequency cepstral coefficients are used as properties of voice signal. Precision of recognition by the different types of neural networks for different quantity of users is analyzed.

Bibl. 3, ill. 5., tabl. 2.

UDC 621.396.96

Drobakhin O.O., Lebedev S.G. **Application of the Wigner-Ville distribution for detection defects in dielectric structures** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.20 – 24.

Wigner-Ville distribution was applied to the reflection characteristics of the dielectric structures in order to improve detection of defects. Processing techniques of the Wigner-Ville distribution were proposed. These techniques allow reducing noise and trend in the measured signal.

Bibl. 4.

UDC 004.032.26

Ye. Bodyanskiy, Ye. Viktorov, I. Pliss **The Neo-fuzzy neural network architecture self-organization using the Group Method of Data Handling** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.25 – 36.

The problem of neo-fuzzy neural network structure optimization is considered in this paper. For its solution Group Method of Data Handling (GMDH) is suggested and the algorithm

of structure optimization is described. The experimental investigations for the network synthesized using GMDH and the full network are carried out and compared.

Bibl. 18, ill. 5.

UDC 004.93

A.M. Akhmetshina, L.G. Akhmetshina, I.M. Machuk. **Interferometric method space-reonance imaging of low contrast images** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.37 – 43.

Information possibilities a new method of low contrast multispectral images analysis are considered. Results experimental testing of the method are presented.

Bibl. 9, il. 3

UDC 519.21 : 519.24

Krohin V.V., Tsygankov K.E. **Study of efficiency of estimation of coefficients of multiple linear regression with errors in independent variables** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.44 – 56.

Analytically study of the quality of estimating the parameters of multiple linear regression in an environment where all variables are observed with errors. We compare two methods of estimation — the usual method of least squares (OLS) and maximum likelihood method (MLE). Study of the effectiveness of these methods for limited sample sizes is conducted through the method of imitation modeling with the help of an original program, developed in the MATLAB environment. On the basis of the data of imitation modeling the conclusion is reached that, using small sample size (less than 50 elements), unchanged MLM does not have an advantage, as the change of MLS is compensated for by substantially smaller sample variability.

Bibl. 5, ill. 4.

UDC 62 - 52: 621.317

Tverdostup N.I. **Controlled reactances on the basis of converters of a negative impedance** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.57 – 61.

The conditions of realization are defined on the basis of converters of a negative impedance of controlled self-inductions and capacities with a possibility of minimization of fissile losses.

Bibl. 7, ill. 3.

UDC 621.3

Matveyeva N.A. **Research of the form of signals defects by neuron networks** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.62 – 66.

Possibilities of application of the neuron network Kokhonena are investigated for classification of signals of non-destructive testing. Trained map of Kokhonena is modulated on the verification great number of signals

Bibl. 8, il. 1.

UDC 62-50:519.49

Grigor'yev V.M. **Linear time-dependent differential matrix operator equation** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.67 – 73.

A constructive solution procedure for homogeneous and inhomogeneous linear nonstationary differential matrix operator equations based on the reduction of matrices to triangular forms, which may be implemented by computer algebra systems Maple, Reduce, Singular, Gap, etc.

Bibl.7

UDC 62-50:519.49

Grigor'yev V.M., Slipukha D.S. **Development of software for cataloging information in the library system** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.74 – 79.

Developed software, which allows to create and use the library catalog and includes recommendation system, which greatly accelerates the process of cataloging the library.

Bibl.5.

UDC 519.6: 536.764

Ivon A.I., Kolbunov V.R., Chernenko I.M. **Protection of the computer power supply unite against a making current** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.80 – 88.

Analysis of kinetics of voltage and current in the input electric network of computer power supply unite was performed, when this network contains a critical thermistor on vanadium dioxide based glass-ceramics.

Capability of the effective limitation of a making current by means of such thermistor is shown and the criteria for the choice of thermistor's optimum parameters are determined for protection of computer power supply unites from a making current.

Bibl. 5, ill. 4.

UDC 614.2+574/578+004.38

Lekhan V.N., Pavlenko M.V., Litvinov A.A. **An approach for automated surgical patients treatment planning** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.89 – 102.

The given work is devoted to surgery planning approach based on dynamic scheduling procedure aimed to achieve an effective load balancing of surgery department's resources. First, main approaches were analyzed and core requirements were defined selecting primary issues considering management needs of surgery department with preferably not urgent requests. Then, a formalized model of planning business process and set theory formalization of two basic variants of searching procedure were accordingly suggested.

Bibl. 4, ill. 3. tabl.1.

UDC 621

Istushkin V.F. Chuta O.N. **Develop device analog-to-digital converting and input information into parallel port of PC** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.103 – 107.

The possibility use the analog-digital converter for input information to personal computer by LPT port was examination.

Bibl. 4, il. 4.

UDC 537.8

Aleksin S.G., Drobakhin O.O., Korotkaya V.G. **Discrete Gel'fand-Levitan's Method of Reconstruction of Permittivity Profile of Layered Structures for Divergent Probing Radiation** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.108 – 114.

Discrete analog of Gel'fand-Levitan's integral equation method of reconstruction of permittivity profile of layered structures taking into account divergent probing radiation has been considered. The advantage of accuracy for the modified method versus basic one has been shown by numerical simulation.

Bibl. 9.

UDC 621.3

Khandetsky V.S., Sivtsov D.P. **Application of direct digital synthesis of frequencies and phase detecting in addy-current and electro-capacitive devices of non-destructive testing** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.115 – 126.

The new approach to realization of tools for determination of Q-factor and resonant frequency of the measuring contours which include addy-current or electro-capacitor sensors is suggested. These tools are intended for design of devices for the non-destructive testing of substances, materials and products. The reception of the information about the testing values is carry out by processing of phase-frequency characteristics of measuring contour on discrete set of frequencies.

Bibl.7, il. 7

UDC 669.169

Balakin A.I., Kopp V.Ya., Kukushkin O.N., Filipovich O.V. **Development of the semi-marcovian model of the automated section with return of products** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.127 – 137.

Problems, connected with modelling of the automated technological systems, which are implementing processes with demanding of production return on repeated maintenance, are surveyed. Semi-Marcovian models, which are permitting to determine distribution functions of a time between events in an output stream of products, are built, that ensures convenience of their joining with devices of more higher hierarchy levels.. Outcomes of modelling are instanced.

Bibl.4.

UDC 621.3

Khandetsky V.S., Valuh A.A. **Adaptive digital filtration under impact measuring neural network – assisted** // System technologies. N 5(64) - Dnipropetrovsk, 2009.- P.137 – 147.

Method of neural network filtration of sounding ultrasonic pulses under measuring the gas volume flow is proposed and examined. Best results to show the back propagation network having one hidden layer including ten neurons in the layer using several dozens epochs of the network studying. It is especially important for practical realization of flowmeters used an integrated microprocessors.

Bibl. 7, tabl. 5, il. 4.

АВТОРЫ ВЫПУСКА

Герасимов Владимир Владимирович - старший преподаватель кафедры электронных вычислительных машин Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Герасимова Оксана Леонидовна - ассистент кафедры прикладной и компьютерной радиофизики Д Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Пеньков А. П. - Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Иванова Наталья Александровна - к.т.н., доцент, Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Дробахін Олег Олегович – завідувач кафедри прикладної і комп’ютерної радіофізики Дніпропетровського національного університету ім. Олеса Гончара, д.ф.-м.н., професор.

Лебедєв Сергій Геннадійович – аспірант кафедри прикладної і комп’ютерної радіофізики Дніпропетровського національного університету ім. Олеса Гончара.

Бодянский Евгений Владимирович – доктор технических наук, профессор кафедры искусственного интеллекта, Харьковский национальный университет радиоэлектроники.

Викторов Евгений Александрович – аспирант кафедры искусственного интеллекта, Харьковский национальный университет радиоэлектроники.

Плисс Ирина Павловна – кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник ПНИЛ АСУ, Харьковский национальный университет радиоэлектроники.

Ахметшин Олександр Мубаркович - профессор, д.т.н., профессор кафедры АСОИ Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Ахметшина Людмила Георгіївна - доцент, д.т.н., профессор кафедры ЕОМ Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Мацюк Ирина Михайловна - ассистент кафедры «Программного обеспечения ЭВМ» Национального горного университета.

Крохин В.В - Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Цыганков К. Е. - Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Твердоступ Николай Иванович – кандидат технических наук, доцент кафедры ЭВМ, Днепропетровский национальный университет.

Матвеева Наталья Александровна - ассистент кафедры ЭВМ, Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Григорьев Виктор Михайлович – к.т.н., доцент кафедры ЭВМ, Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Сипуха Д. С. - Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Ивон Александр Иванович - доктор физико-математических наук, профессор кафедры электронных вычислительных машин Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Колбунов Вадим Радиславович - кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиоэлектроники Днепропетровский национальный университет им. О. Гончара.

Черненко Иван Михайлович - доктор физико-математических наук, заведующий кафедрой автоматизации производственных процессов Украинского государственного химико-технологического университета.

Лехан Валерия Никитична - доктор медицинских наук, профессор, заведующая кафедрой социальной медицины, организации и управления здравоохранением Днепропетровской государственной медицинской академии.

Павленко Максим Витальевич - врач, директор клиники общей и пластической хирургии «Гарвис».

Литвинов Александр Анатольевич - кандидат технических наук, доцент кафедры электронных вычислительных машин Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.

Истушкин Валерий Федорович – к.т.н., доцент кафедры ЭВМ, Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.

Чута О. Н. - Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.

Алексин Сергей Геннадиевич – аспирант кафедры прикладной и компьютерной радиофизики Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.

Дробахин Олег Олегович – д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой прикладной и компьютерной радиофизики Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.

Короткая Валентина Григорьевна – старший преподаватель кафедры ЭВМ Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.

Хандецкий Владимир Сергеевич – д.т.н., профессор кафедры ЭВМ, Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.

Сивцов Дмитрий Павлович – старший преподаватель кафедры ЭВМ, Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.

Балакин Алексей Игоревич - старший преподаватель кафедры АПС СевНТУ.

Копп Вадим Яковлевич - д.т.н., профессор, зав.кафедрой АПС СевНТУ.

Кукушкин Олег Николаевич - д.т.н., профессор кафедры АТП НМетАУ.

Филипович Олег Викторович - к.т.н., доцент кафедры АПС СевНТУ.

Валюх А. А. - Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара.