

Федеральное агентство по образованию

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

Владимирский государственный университет

**ТРУДЫ
ВЛАДИМИРСКОГО
ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА**

Выпуск 1

**ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ И ЭЛЕКТРОНИКА**

Владимир 2006

УДК 621.391

ББК 32

Т78

Редакционная коллегия:

В.В. Морозов, д-р техн. наук, профессор,

заслуженный деятель науки (гл. редактор

В.Н. Ланцов, д-р техн. наук, профессор (зам. гл. редактора)

А.Г. Самойлов, д-р техн. наук, профессор (отв. редактор выпуска)

В первый выпуск сборника включены статьи, содержащие результаты исследований сотрудников университета, относящиеся к приоритетному направлению развития науки, технологий и техники нашей страны – развитию информационно-телекоммуникационных систем. Рассмотрены особенности проектирования информационно-телекоммуникационных систем и их узлов. Особое внимание уделено вопросам адаптивной обработки изображений и цифровых сигналов, предложенным методам математического и имитационного моделирования процессов и систем, алгоритмам оптимизации систем защиты информации.

Представляет интерес для специалистов, работающих в данном направлении, преподавателей; материал может быть использован в работе со студентами.

УДК 621.391

ББК 32

ISBN 5-89368-709-4

© Владимирский государственный
университет, 2006

ОТ РЕДАКТОРА

Перед Вами первый тематический выпуск сборника статей ученых, преподавателей и аспирантов Владимирского государственного университета. Идея создания регулярного сборника научных трудов направлена на повышение интереса к научной и образовательной деятельности университета, ознакомление специалистов с достигнутыми результатами и приглашение организаций к совместной инновационной деятельности.

Основой приведенных в сборнике статей являются госбюджетные и хоздоговорные научные работы, выполняемые университетом с различными предприятиями России и других стран по широкому спектру отраслей науки и техники.

Планируется регулярно издавать «Труды Владимирского государственного университета», тематически связанные с приоритетными направлениями развития науки, технологий и техники нашей страны. Статьи этого выпуска относятся к направлению развития информационно-телекоммуникационных систем.

Вопросам совершенствования информационно-телекоммуникационных технологий и применения электроники в телекоммуникационных системах в университете уделяется значительное внимание. По этим направлениям в университете открыты новые специальности, активно действует аспирантура и диссертационные советы.

Работы, представленные в этом выпуске, посвящены вопросам информационной безопасности систем передачи информации, математическому и имитационному моделированию различных систем, разработке алгоритмов и программного обеспечения по адаптивной обработке цифровых сигналов, решению задач анализа изображений.

Надеюсь, что организация регулярного выпуска сборника трудов Владимирского государственного университета послужит повышению эффективности учебной и научной деятельности и популяризации достигнутых университетом научных результатов.

Главный редактор

д.т.н., профессор,

Заслуженный деятель науки

В.В. Морозов

Редакционная коллегия:

Гл. редактор	В.В. Морозов
Зам. гл. редактора	В.Н. Ланцов
Отв. редактор выпуска	А.Г. Самойлов

Члены редколлегии:

О.В. Богатова, О.Я. Бутковский, А.А. Галкин, В.В. Гуляева, С.Г. Драгомиров, Б.Г. Ким, С.А. Максимов, В.А. Немонтов, Е.А. Новикова, Ю.Т. Панов, В.Г. Прокушев, А.Г. Самойлов.

Содержание:

<i>Г.Ф. Долгов, В.В. Евграфов</i> Математическая модель для измерения вязкоупругих параметров низко-модульных материалов, применяемых при виброзащите радиотехнических устройств.....5	цессов в машинах вращательного движения. Реализация плоскопараллельной модели.....43
<i>Д.А. Градусов, А.В. Киселев</i> Особенности и основные проблемы разработки информационных систем на платформе lotus domino/notes.....8	<i>В.А. Егоров, М.В. Комаров</i> Оценка ошибок преобразования аналого-цифровых устройств.....48
<i>А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов</i> Имитаторы радиоканалов телекоммуникационных сетей передачи информации.....13	<i>Д.А. Полянский</i> Методы оптимизации системы защиты информации предприятия.....50
<i>В.А. Шахнин</i> Адаптивное управление с идентификатором для мехатронного модуля неразрушающего контроля.....19	<i>А.М. Кулешов, Л.Т. Сушкова, Н.А. Шевченко</i> Методы текстурного анализа в задачах обработки изображений.....54
<i>В.Н. Устюжанинов, Т.Н. Фролова</i> Нанофоника: сигнальные нанопроцессоры; теоретические основы.....23	<i>К.А. Градусов, В.Г. Чернов</i> Алгоритм работы информационного агента в распределенной вычислительной системе.....59
<i>О.М. Кочуров</i> Анализ вероятности ошибок в канале связи при воздействии детерминированных помех.....28	<i>Д.В. Абрамов, С.М. Аракелян, А.О. Кучерик, В.Г. Прокошев</i> Определение пространственно-временных характеристик лазерно-индуцированных гидродинамических неустойчивостей на основе обработки оптических изображений области лазерного воздействия.....62
<i>А.К. Филиппов</i> Динамически реконфигурируемые системы как средство реализации алгоритмов адаптивной обработки цифровых сигналов.....32	<i>М.А. Кулаков, М.Ю. Монахов</i> Многоуровневая модель безопасности распределенной информационной системы.....69
<i>Ю.П. Максимов</i> Способ оценки вероятности искажения цифрового сигнала на входе приемного устройства.....38	<i>Л.М. Груздева, М.Ю. Монахов</i> Определение среднего времени распространения угроз в распределенной информационно-вычислительной системе АСУП.....73
<i>В.М. Гаврилов, А.В. Никитин, В.К. Дементьев</i> Применение электромагнитноакустического метода для обнаружения скрытых объектов со свойствами механической мембраны.....41	<i>С. Г. Мосин, В. С. Кухарук</i> Использование технологических библиотек в САПР компании Mentor Graphics при проектировании заказных ИС.....76
<i>В.Е. Шмелёв, С.А. Сбитнев</i> Пространственно-фазовое моделирование электромеханических про-	<i>А.К. Бернюков, Е.А. Архипов</i> Обнаружение внутрилучевых отражений в сигнале времяимпульсных радиосистем навигации и посадки самолетов.....81

Г.Ф. ДОЛГОВ, В.В. ЕВГРАФОВ

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЯЗКОУПРУГИХ ПАРАМЕТРОВ НИЗКОМОДУЛЬНЫХ МАТЕРИАЛОВ, ПРИМЕНЯЕМЫХ ПРИ ВИБРОЗАЩИТЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Аннотация - Радиотехнические устройства, устанавливаемые на подвижных объектах, при эксплуатации подвергаются дестабилизирующему действию вибрации. Для уменьшения ее влияния применяют вибропоглощающие материалы. От свойств этих материалов зависит эффективность виброзащиты, которая в большинстве случаев носит ярко выраженный экстремальный характер. Однако из-за отсутствия подробной информации о свойствах вибропоглощающих материалов, зависящих от частоты и температуры, невозможно получить приемлемый уровень виброзащиты. В статье предложен новый подход к определению параметров низко модульных материалов на основе разработанной математической модели.

Радиотехнические устройства (РТУ), устанавливаемые на подвижных объектах, в период эксплуатации подвергаются интенсивным механическим воздействиям – ударам, вибрациям, линейным перегрузкам, акустическим шумам. Для РТУ ракетных, авиационных систем характерно возникновение резонансных колебаний элементов конструкций, в том числе и ячеек РТУ, при которых виброускорения на электрорадиоэлементах возрастают в десятки раз, что может явиться причиной отказов. Устранение резонансных колебаний элементов конструкций РТУ или снижение амплитуды резонансных колебаний до допустимого уровня является важной задачей. Для решения указанной задачи используют увеличение демпфирующих свойств, достигаемое введением в конструкцию полимерных демпферов, которые выполняются в виде демпфирующих ребер, демпфирующих внутренних и внешних слоев, демпфирующих вставок и динамических гасителей колебаний [1]. В последних двух способах требуется применение низко модульных полимерных материалов.

Обеспечение эффективной защиты электронных средств от вибраций в широком диапазоне частот невозможно без подбора вибропоглощающих (ВП) материалов с требуемыми параметрами. Сложность в выборе необходимых ВП материалов заключается в том, что их свойства зависят от температуры, частоты эксплуатации, статической деформации материала и других факторов.

При определении свойств материалов в температурно-частотном диапазоне широко используют резонансные методы: консольно-закрепленного об-

разца [2], инерционного элемента на упругой основе и др.

Однако при использовании этих устройств для определения параметров низко модульных материалов возникают серьезные проблемы, приводящие к недопустимо большим погрешностям в определении таких параметров, как модуль упругости и коэффициент механических потерь. Например, на рисунке 1 представлена схема и расчетная модель конструкции, состоящей из инерционного элемента 1, установленного на основании 3, через прокладку 2. Прокладка выполняется из исследуемого вибропоглощающего материала.

При испытаниях основание совершает вибрационные гармонические колебания в диапазоне частот с целью получения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) конструкции, состоящей из инерционного элемента и прокладки. По АЧХ и массогабаритным параметрам конструкции рассчитываются вязкоупругие параметры материала: модуль упругости E_M и коэффициент механических потерь (КМП) η_M . Модуль упругости определяется в зависимости от жесткости прокладки k_M , от ее площади A и толщины h :

$$E_M = \frac{k_M h}{A}.$$

В случае использования низко модульных материалов при измерении параметров возникают большие погрешности, вызванные слишком широкой АЧХ устройства и значительной статической деформацией исследуемого материала под действием силы тяжести инерционного элемента.

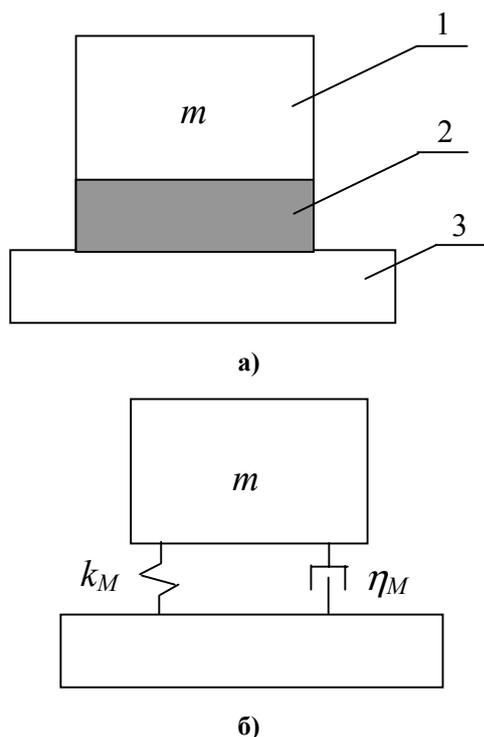


Рис. 1. Традиционная конструкция для измерения параметров ВП материалов: а) схема; б) расчетная модель

Широкая АЧХ с низким пиком в области резонанса не позволяет точно определить резонансную частоту, необходимую для измерения модуля упругости, а большая статическая деформация приводит к тому, что инерционный элемент просто «ложится» на основание полностью, сжимая исследуемый материал и разрушая его структуру при исследованиях. Решить указанную проблему можно с помощью дополнительного закрепления инерционного элемента другим упругим элементом. В качестве упругого элемента можно использовать, например витую пружину с линейной зависимостью между деформацией и силой.

На рисунке 2 представлена предлагаемая конструкция до установки в нее прокладки из ВП материала. Динамическая жесткость и КМП такого устройства определяются по его АЧХ, типовой вид которой представлен на рисунке 3:

$$K_1 = 4\pi^2 f_{01}^2 m, \quad \eta_1 = \frac{\Delta f}{f_0}$$

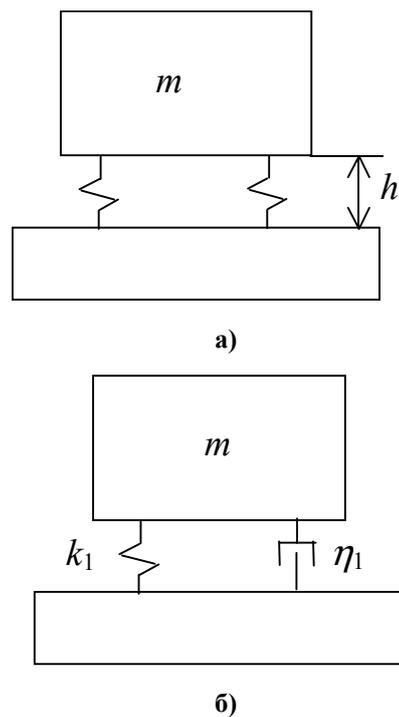


Рис. 2. Предлагаемая конструкция без ВП материалов: а) схема; б) расчетная модель

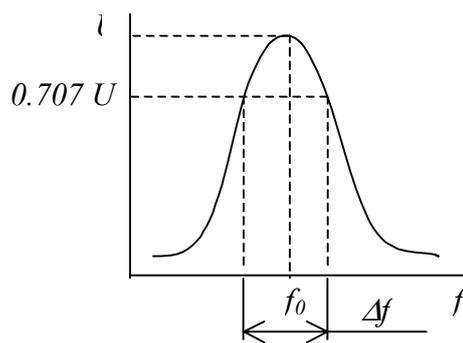


Рис. 3. АЧХ устройства

На рисунке 4 показан образец материала высотой h и площадью поперечного сечения A , который клеивается между столом и инерционным элементом. При этом высота образца материала h , чтобы исключить статическую деформацию материала, должна быть равна расстоянию между инерционным элементом и основанием без исследуемого материала в статическом состоянии после деформации пружины под действием силы тяжести инерционного элемента. На рисунке 5 представлена модель 1 предлагаемой конструкции, которую можно заменить моделью 2.

Для этих моделей уравнения движения запишутся в виде:

$$k_{\Sigma} = k_1 + k_M$$

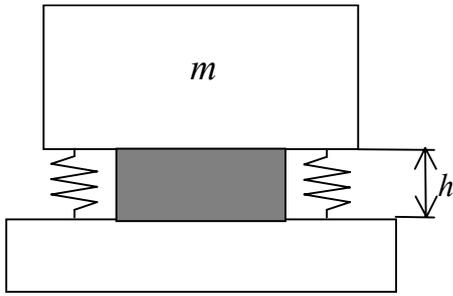


Рис. 4. Схема предлагаемой конструкции с ВП материалом

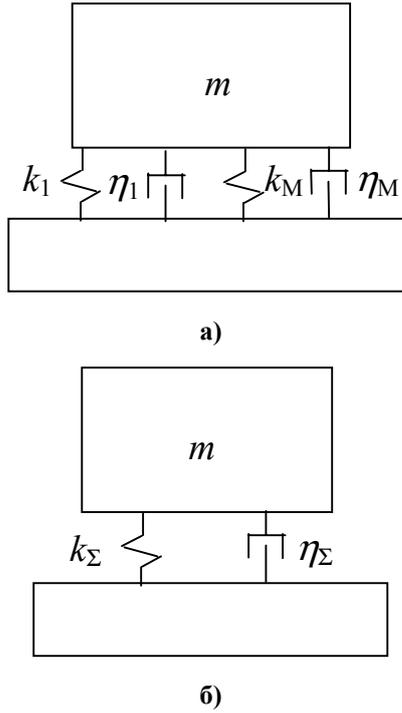


Рис. 5. Модели предлагаемой конструкции: а) модель 1; б) модель 2.

Для модели 1 уравнение свободных колебаний

$$m \ddot{x} + k_1(1 + j\eta_1)x + k_M(1 + j\eta_M)x = 0,$$

где $j = \sqrt{-1}$.

Для модели 2

$$m \ddot{x} + k_\Sigma(1 + j\eta_\Sigma)x = 0.$$

Эквивалентное поведение этих устройств (моделей) будет в случае, если выполнится условие равенства сил

$$k_1x + k_Mx = k_\Sigma x \quad \text{или} \quad k_M = k_\Sigma - k_1$$

и условие равенства потерь

$$jx(k_1\eta_1 + k_M\eta_M) = jxk_\Sigma\eta_\Sigma$$

или

$$k_\Sigma \eta_\Sigma = k_1 \eta_1 + k_M \eta_M,$$

откуда

$$\eta_M = \frac{k_\Sigma \eta_\Sigma - k_1 \eta_1}{k_M} = \frac{k_\Sigma \eta_\Sigma - k_1 \eta_1}{k_\Sigma - k_1},$$

где $k_\Sigma = 4\pi^2 f_{0\Sigma}^2 m$, а $\eta_\Sigma = \frac{\Delta f_\Sigma}{f_{0\Sigma}}$.

Дальнейшие математические преобразования приводят к следующим выражениям:

$$k_M = 4\pi^2 f_{0\Sigma}^2 m - 4\pi^2 f_{01}^2 m = 4\pi^2 m(f_{0\Sigma}^2 - f_{01}^2),$$

$$\eta_M = \frac{4\pi^2 f_{0\Sigma}^2 m \eta_\Sigma - 4\pi^2 f_{01}^2 m \eta_1}{4\pi^2 f_{0\Sigma}^2 m - 4\pi^2 f_{01}^2 m} = \frac{f_{0\Sigma}^2 \eta_\Sigma - f_{01}^2 \eta_1}{f_{0\Sigma}^2 - f_{01}^2} = \frac{f_{0\Sigma}^2 \frac{\Delta f_\Sigma}{f_{0\Sigma}} - f_{01}^2 \frac{\Delta f_1}{f_{01}}}{f_{0\Sigma}^2 - f_{01}^2} = \frac{\Delta f_\Sigma^2 - \Delta f_1^2}{f_{0\Sigma}^2 - f_{01}^2}.$$

Учитывая, что жесткость образца материала находится по формуле

$$k_M = \frac{E_M A}{h},$$

найдем модуль упругости материала

$$E_M = \frac{4\pi^2 m(f_{0\Sigma}^2 - f_{01}^2)h}{A}.$$

При использовании пружины различной жесткости либо инерционные элементы различной массы обеспечивается разнообразие частот, на которых проводят измерения.

Литература

1. Талицкий Е.Н. Защита электронных средств от механических воздействий. Теоретические основы: Учеб. пособие / Владим. гос. ун-т., Владимир, 2001. – 256 С.

2. А.с. 1539578 СССР, МКИ G01N3/32. Резонансный способ определения динамических характеристик низкоимпедансных материалов / Г.Ф. Долгов, В.В. Евграфов, Е.Н. Талицкий (все СССР). - 3с.

Д.А. ГРАДУСОВ, А.В. КИСЕЛЕВ

ОСОБЕННОСТИ И ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАЗРАБОТКИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА ПЛАТФОРМЕ LOTUS DOMINO/NOTES

Аннотация - Программное обеспечение (ПО) Domino и Notes компании Lotus Development, подразделения корпорации IBM, является одной из наиболее распространённых технологических платформ в качестве инструментария совместной работы (Groupware), и как ПО электронной передачи сообщений (Email), календарного планирования (Scheduling), корпоративной интегрированной среды функционирования Internet-приложений (Internet/Intranet application server). Однако по мере роста зависимости организации от приложений, функционирующих в корпоративной среде Lotus Domino/Notes, и сложности самих приложений стоимость поддержки и модернизации информационной системы (ИС) нелинейно повышается, а удовлетворенность ею на всех уровнях организационной иерархии и во всех подразделениях неуклонно снижается. В статье рассматриваются основные причины этого процесса, а также типичные ошибки при проектировании ИС вообще и в среде Lotus Domino/Notes в частности, которые приводят к снижению производительности труда пользователей, замедлению окупаемости ИС и т. д., то есть, в итоге, к финансовым потерям.

ПО "двойного назначения"

Современные требования к ИС масштаба предприятия настолько многообразны и подчас противоречивы, что удовлетворение их в полном объеме практически невозможно. Однако вполне понятно желание разработчиков удовлетворить максимально возможное количество требований потребителей. Именно поэтому в последнее время очень широкое распространение получили комплексные программные продукты, ориентированные на очень быстрое развертывание первой очереди ИС, реализующих базовый функционал, и последующую разработку приложений, повышающих степень автоматизации работ, выполняемых персоналом.

Подобным свойством "двойного назначения" обладает, по-видимому, вообще любое ПО из представленных на рынке: от офисных пакетов до сложнейших систем управления базами данных и онлайнового анализа информации. Таким образом, вообще все ПО можно разделить на три довольно неравные (по количеству представителей, их стоимости и распространенности на рынке) группы по степени выраженности его "двойного назначения".

В первую группу попадает ПО, на 90-95% ориентированное на использование базового функционала, но допускающее некоторое дополнение его самостоятельно создаваемыми возможностями. К этой категории относятся большинство широко используемых офисных наборов - текстовых процессоров, электронных таблиц, пакетов презентационной графики, персональных органайзеров и т.п. Для

подавляющего большинства пользователей уже встроенных функций достаточно (точнее говоря, из них используется не более 20-50%). И создание нового функционала является действительно опциональным: ПО полностью сохраняет свою ценность и без него. Важно, что ПО первого типа в основном персональное, то есть не требующее (или даже не поддерживающее) сетевого взаимодействия.

Ко второй группе относится ПО, на 95-100% ориентированное на использование функционала, задаваемого (программируемого) пользователем или, чаще, третьей стороной - разработчиком для конечного пользователя. К этой категории относятся: ERP, RDBMS, OLAP, Middleware, серверы приложений и т. д. В принципе, эти продукты сохраняют возможность (относительно) быстрого развертывания и использования стандартных шаблонов, однако практическое применение их в такой конфигурации бессмысленно. Более того, бюджет подобных проектов всегда включает настройку базового ПО, создание заказных приложений в новой среде, обучение пользователей, поддержку и т. д. ПО этого типа практически всегда требует сетевого взаимодействия, то есть оно всегда многопользовательское.

ПО Lotus Domino/Notes относится к третьей группе. Domino можно успешно, без какого-либо ущерба, использовать как в качестве ПО быстрого развертывания для создания системы электронной почты, календарного планирования и т. д., так и для разработки и внедрения достаточно сложной, комплексной заказной ИС для организации практически любого масштаба. Более того, не существует теоре-

тических ограничений на использование Domino и Notes в обоих качествах одновременно в одной организации. Такая перспектива, безусловно, и явилась причиной значительного распространения Lotus Domino/Notes, ведь она обещает экономию материальных средств на ПО и оборудование, обслуживающий персонал, обучение пользователей и т. п., то есть снижение так называемой совокупной стоимости владения (Total Cost of Ownership - TCO). Следует отметить тот факт, что в случае с истинным ПО "двойного назначения" невозможно оценить, насколько встроенные или созданные пользователем функции превосходят друг друга. В подавляющем большинстве случаев соотношение между ними постоянно меняется вследствие постоянного стремления пользователя понизить TCO как раз за счет повторного использования установленных и сконфигурированных компонентов для реализации собственного функционала.

Особенности ПО "двойного назначения"

Вследствие возможности двойного применения, Lotus Domino кажется простым продуктом, готовым к использованию по прямому назначению после простой инсталляции ПО (то есть, что называется Out of the Box). Это довольно распространенное заблуждение. В отличие от ПО первой группы, которое действительно можно использовать после инсталляции для выполнения работы, ПО третьей группы намного сложнее. Даже однопользовательский персональный режим зачастую требует определенных настроек. В сетевом многопользовательском варианте по сложности развертывания, конфигурирования и управления Lotus Domino лишь немного уступает большинству представителей второй группы ПО.

Однако схожая ситуация наблюдается и в случае создания с применением Lotus Domino и Notes заказных приложений для пользователя. В этом случае кажущаяся простота и легкость программирования, настройки и управления может не привести к ожидаемым результатам. Действительно, в любом случае, используется ли Lotus Domino в качестве почтовой системы или сервера собственных приложений, он является сложным сетевым продуктом, требующим, в первую очередь, знания и представления о нем как о технологической платформе проектирования, квалифицированного сопровождения и развития разработанной ИС.

В целом, можно сделать вывод о том, что ПО третьей группы объединяет достоинства (и недостатки) предыдущих в обозначенном делении групп, предоставляя при этом некоторые дополнительные возможности преимущественно за счет экономии материальных средств. Важно помнить, что эта экономия не так значительна, как может показаться на первый взгляд. Lotus Domino - это далеко не "сетевая СУБД по цене офисного пакета".

Проблемы разработки приложений с применением ПО "двойного назначения"

Наложение абстракций

Начнем с разработки и вновь обратимся к предложенному делению ПО на три группы. В случае, когда разработка имеет место в продуктах первой группы, она (и ее результат) целиком и полностью остается в поле тех понятий и абстракций, с которыми работает пользователь базового ПО. Действительно, если разработчик желает, например, автоматизировать заполнение свойств документа при его редактировании и сохранении новой версии, то он пишет макропрограмму, которая оперирует сама и, что важнее, предлагает пользователю работать с полями, текстом, комментариями, исправлениями, абзацами и т. п. Для пользователя не вводятся новые объекты работы и термины для них. В крайнем случае новым термином называется уже существующий объект.

В случае разработки приложения для работы с сетевой базой данных (БД) через сервер приложений разработчик целиком и полностью изолирует пользователя от реальных объектов (таблицы, кортежи, SQL-запросы и т.п.) при помощи введенных им абстракций: учетных карточек, документов и так далее. И это, безусловно, правильно.

При создании приложений Lotus Domino у разработчика зачастую появляется соблазн использовать второй подход. Однако такой подход не учитывает, что Lotus Notes уже содержит в себе абстракции пользовательского уровня. Документы и поля - это абстракции записей в неструктурированной базе данных, представления - выборки записей по определенному критерию, реплики - синхронизируемых БД с механизмом разрешения конфликтов одновременного совместного доступа к различным копиям одной информации и т. д. Введение второго уровня абстракций с большой вероятностью может привести к полной неработоспособности созданного при-

ложения. Как и любое другое ПО Lotus Domino и Notes оптимизированы для работы со своими структурами и абстракциями. И отличие его от RDBMS состоит не только в способе организации доступа и хранения данных, но и в том, что последние не содержат абстракций пользовательского уровня, предоставляя разработчику свободу их выбора (и наименования), а Lotus Notes содержит и, что очень важно, рассчитан на работу именно с этими пользовательскими абстракциями.

Конечно, набор абстракций, которые предлагает Lotus Notes, не всегда в точности соответствует тому, что хотелось бы предоставить конечному пользователю. Но эту проблему можно решить путем обучения пользователей. Это почти всегда будет стоить дороже разработки собственной модели с набором понятий и абстракций и ее реализации, но это, по-видимому, единственный путь получить работающее приложение. Отсюда можно сделать вывод: необходимость обучения пользователя работе с Lotus Notes – это признак, общий для ПО второй и третьей группы, и попытка избежать обучения путем введения нового уровня абстракций для пользователя не приведет к ожидаемому результату, так как не учитывает особенностей, присущих используемому ПО.

Однопользовательское ПО в сети

Еще одна проблема разработки в Lotus Domino и Notes также связана с кажущейся простотой, присущей ПО третьей группы. По аналогии с макропрограммами в однопользовательском ПО приложения Lotus Notes также зачастую не учитывают сетевой сущности этого продукта. Ситуация усугубляется еще и тем, что в Notes действительно можно писать однопользовательские несетевые приложения.

Некоторые разработчики уверены, что они должны правильно запрограммировать логику работы пользовательского приложения, а работу его в сети должны обеспечить администраторы и вовсе сервер Lotus Domino. Это не так: разработчик всегда должен учитывать те условия, в которых будет эксплуатироваться его приложение. Его работа в сети накладывает дополнительные ограничения на усилия разработчика при программировании, что, безусловно, усложняет его задачу многократно. Однако игнорировать эти проблемы нельзя - персональное приложение просто не заработает в сети. Разработчик, таким образом, должен знать возможности Lotus Notes как сетевой технологии, то есть техно-

логии реализации архитектуры "клиент-сервер", модели сетевого взаимодействия OSI/ISO, и т. д.

У этой ошибки возможно и другое проявление, несколько перекликающееся с первой ошибкой, описанной в предыдущем параграфе, - наложение абстракций. Иногда разработчик, создавая сетевое приложение, самостоятельно реализует в нем те функции, которые уже обеспечиваются клиентским ПО, сервером приложений или используемыми протоколами. При этом, естественно, серверные средства требуется в лучшем случае отключить, а в худшем они становятся помехой для функционирования приложения. Проблема заключается не только в том, что разработчик выполняет лишнюю работу, но и в том, что имеющиеся в системе средства всегда намного эффективнее, чем самодельные аналоги: системные сервисы реализуются при программировании на языке высокого уровня и являются отлаженной интегрированной частью всего ПО. Разработчики же создают свои заменители на макроязыке еще более высокого уровня, всегда интерпретируемом (иногда из исходного текста, иногда - из промежуточного байт-кода).

Решением указанной проблемы может быть обеспечение тесного взаимодействия программистов и опытных системных администраторов на всех этапах создания прикладного ПО для Lotus Domino/Notes, а также обязательное обучение разработчиков технологии проектирования и разработки именно сетевых программных средств. Со своей стороны, администраторы должны предоставлять разработчикам всю информацию о сервисах, которые могут быть ими использованы, конфигурации сети и ее влиянии на эксплуатируемое ПО.

Вывод из этого раздела можно сформулировать так: при разработке приложений в Lotus Domino/Notes необходимо учитывать сетевую многопользовательскую специфику этого ПО. И, если в случае персонального приложения, Lotus Notes проявляет себя как ПО первой группы, то в случае сетевого - как второй. Такая двойственность является расплатой за универсальность и относительную дешевизну.

"Изошренные решения"

Изошренным решением (sophisticated solution) обычно называют нетрадиционное, сложное, но зачастую красивое решение какой-либо проблемы. Однако применительно к Lotus Domino и Notes (как и к любому другому достаточно сложному ПО) та-

кие решения таят в себе и потенциальную опасность. Проблемы, с этим связанные, возникают на границе доменов ответственности администраторов и разработчиков, что дополнительно усложняет их выявление и устранение.

В лицензионном соглашении IBM для ПО Lotus Domino или Notes (как и в любом другом лицензионном соглашении сегодня) сказано: "Данное ПО - достаточно сложное, и в нем наверняка есть ошибки. Мы это признаем и заранее Вас предупреждаем." Это означает, что даже без постороннего вмешательства (снаружи или изнутри, то есть администратора или разработчика) система находится в состоянии неустойчивого равновесия. Внутренние ошибки (сбой памяти, ошибки программистов и т. п.) способны привести к сбою в случае, например, перехода системы в определенный режим работы или пребывания в каком-либо режиме в течение определенного времени.

Разработчики обычно стараются постоянно улучшать свои приложения. И заказчик обычно склонен добиваться удовлетворения всех своих требований. В результате зачастую складывается ситуация, когда для реализации какой-либо функции требуется то самое "изошренное решение". Часто подобные решения применяются, так как иначе какое-либо требование осталось бы неудовлетворенным. Однако, в свете вышесказанного, следует понимать, что подобные эксперименты хороши для исследования потенциальных возможностей ПО или демонстрации потенциальных возможностей программиста. Но в случае промышленной версии надо (в разумных пределах, разумеется) стремиться к принципу: "Чем проще - тем надежнее".

Применительно к Lotus Domino/Notes это правило означает следующее. Любую функцию следует реализовывать, по возможности, с помощью простых действий (Simple Actions). Если это невозможно, то писать простой и короткий код, который все-сторонне отлаживать во всех режимах работы системы. Кроме того, полезно иметь упрощенный вариант приложения, который бы исключал сложные функции, заменяя их рядом простых. Отличным образцом для подражания могут служить приложения, которые поставляются вместе с ПО Lotus Domino: почтовый ящик, адресная книга, телеконференция и т. д. Конечно, все они далеки от идеала (по удобству использования, скорости работы, красоте исполнения), но они работают. И в этом их главное преимущество.

Закономерности внедрения ПО трех различных групп

Еще одним доводом в пользу простых приложений может служить то, что ПО трех названных групп внедряется по разным законам. Рост затрат на внедрение ПО первой группы соответствует примерно такому графику:

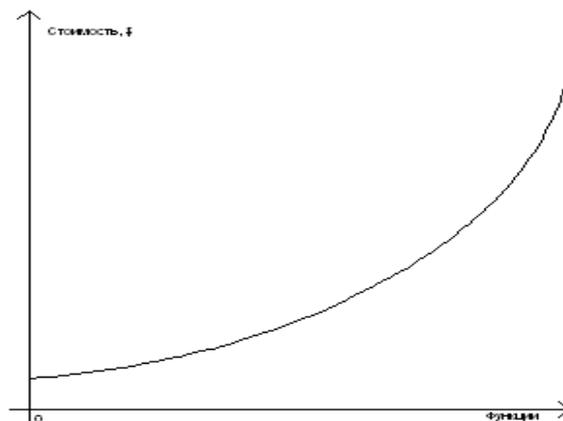


Рис. 1. Затраты на внедрение ПО первой группы

То есть, по мере увеличения количества требуемых от ПО функций, возрастает и стоимость, причем не линейно, а в основном в области большого количества функций и их повышенной сложности.

Для ПО второй группы график роста стоимости внедрения примерно таков:

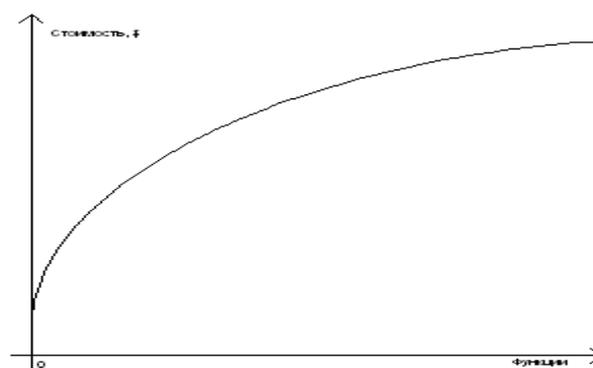


Рис. 2. Затраты на внедрение ПО второй группы

То есть, основные затраты приходятся на реализацию небольшого набора функций в начале работ, а потом рост стоимости дополнения функционала снижается, например, за счет повторного использования.

Отличия в графиках для первой и второй групп легко объяснимы: ПО первой группы обычно внедряется "прямо из коробки", при этом, как правило, не проводится ни обучение пользователей, ни раз-

работка и внедрение дополнительных функций. В случае необходимости создания своих собственных функций стоимость внедрения начинает расти, и так как ПО первой группы не сильно ориентировано на допрограммирование, то, чем больше функций добавляется, тем больше стоимость и тем быстрее она растет.

Для ПО второй группы немислимо внедрение без предварительного планирования и разработки, которое может занимать несколько месяцев и требовать дополнительных финансовых затрат, соизмеримых со стоимостью самого ПО. Кроме того, после разработки требуется обучение пользователей и администраторов. Однако, по мере того как ПО оказывается внедренным, скорость роста стоимости замедляется, так как используется уже разработанный и отлаженный пользовательский интерфейс, дополнительные функции повторно используют уже созданный код и т. д.

Для Lotus Domino и Notes, как и для любого ПО третьей группы, график роста затрат на внедрение выглядит приблизительно так:

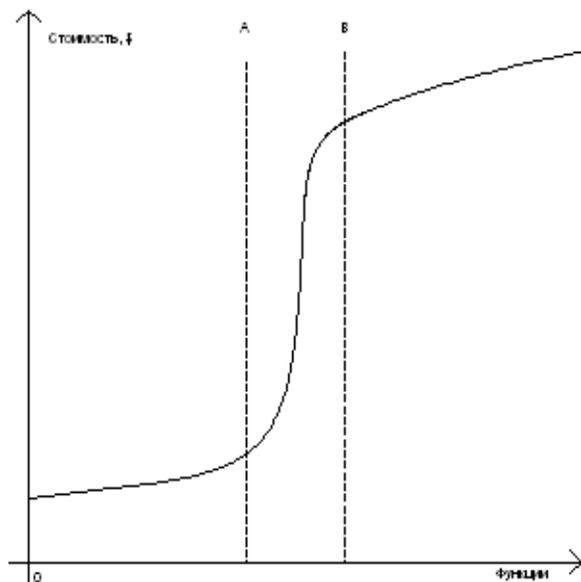


Рис. 3. Затраты на внедрение ПО третьей группы

Проблемой очень часто является как раз преодоление "ступеньки" А-В. Ее высота напрямую зависит от того, насколько успешно решены названные выше проблемы. К сожалению, лишь небольшое число проектов преодолевает ее. Большая часть застревает посередине, то есть пользователи получают незаконченное ПО, которое требует дополнительных финансовых затрат. К тому же в силу того, что обычно вышеперечисленным вопросам в про-

цессе разработки приложений и внедрения Lotus Notes изначально не уделяется достаточного внимания, преодоление ступеньки возможно только при отказе от ряда уже созданных компонентов и приложений (то есть при возврате в точку А).

Вывод из вышесказанного следующий: не следует создавать в Lotus Domino/Notes сложных приложений, это позволит понизить высоту ступеньки на графике зависимости роста затрат от количества реализованных функций, в то время как изохронные решения способны не только увеличить ее (и, следовательно, усложнить жизнь и разработчикам, и пользователям), но и вообще привести систему к неработоспособному состоянию.

Кроме перечисленных ранее ошибок, характерных для ПО третьей группы, при разработке, внедрении, эксплуатации и поддержке ИС с использованием Lotus Domino/Notes часто допускаются ошибки, характерные для разработки в области ИТ в целом, то есть для ПО всех трех групп. К ним относятся: отсутствие планирования жизненного цикла ПО, недостаточное внимание к аспектам производительности, безопасности и масштабируемости, отсутствие единой концептуально-целостной технической архитектуры ИС (Enterprise-Wide Technical Architecture - EWTA) и т. д. При этом очень часто возникает соблазн уклониться от решения этих проблем на первом этапе внедрения ИС, так как, якобы, в это время Domino ведет себя как ПО первой группы. Однако подобная практика приводит только к росту высоты ступеньки А-В, что, в свою очередь, может привести к краху внедрения. Избежать этого роста можно единственным способом: предвидеть и предупредить появление названных проблем, то есть принять меры к планированию сети, разработке политики безопасности, согласовать и официально принять EWTA и т. д.

Конечно, подобная практика потребует дополнительных финансовых затрат и усилий от разработчика на первом этапе внедрения ИС, что несколько снижает финансовую привлекательность Lotus Domino по сравнению с ПО второй группы. В данном случае важно не обманывать себя и заказчика. Либо внедрение остановится на первом этапе и не пойдет дальше, либо ступеньку придется преодолеть, что приведет к росту стоимости внедрения и владения ИС.

Заключение

Обладая свойствами ПО первой и второй группы, Lotus Domino/Notes, может, при грамотном подходе и учете особенностей, на первом этапе экономить средства, частично заменяя ПО второй группы. При этом в случае четкого понимания всех плюсов и минусов такого использования и готовности модифицировать требования к ИС в соответствии с ограничениями, накладываемыми ПО Domino и Notes, возможна действительно существенная экономия, обусловленная гораздо более низким положением графика для Lotus Domino/Notes.

На этапе глубокого проникновения в ИС пользователя и при условии успешного преодоления ступеньки А-В Lotus Domino и Notes могут, в пер-

вую очередь за счет сетевой ориентации и хорошей интеграции с офисным и другим ПО, существенно снизить затраты на модернизацию ИС или дополнение ее новыми функциями, что обеспечивается более пологим графиком зависимости роста затрат на внедрение от количества реализуемых функций правее точки В для Lotus Domino/Notes по сравнению с графиком для ПО первой группы. Иными словами, наращивание функций ИС за счет Domino и Notes будет дешевле, чем допрограммирование ПО первой группы, причем тем дешевле, чем больше изменений требуется внести.

А.Г. САМОЙЛОВ, С.А. САМОЙЛОВ

ИМИТАТОРЫ РАДИОКАНАЛОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Аннотация - Рассмотрены вопросы построения имитаторов радиоканалов передачи информации, предназначенных для ускорения технологических процессов настройки, регулировки, испытаний и сертификации средств радиосвязи и сокращения затрат на эти работы. Изложены реализационные основы имитаторов, изготовленных в отраслевой лаборатории «Поликом – 101» при Владимирском государственном университете.

Радиоканалы, эффективно используемые в большинстве телекоммуникационных сетей, имеют, как правило, нестационарные параметры, что обусловлено зависимостью их свойств от множества сложных физических явлений одновременно воздействующих на передаточную функцию канала. Для описания прохождения радиосигналов через такие каналы следует применять аппарат многомерного статистического анализа, что усложняет математические модели и делает их малоприменимыми для решения конкретных задач.

Распространённым допущением, позволяющим существенно упростить математические модели каналов, является многократно подтвержденное предположение о локальной стационарности поведения передаточных функций радиоканалов, а значит и замираний сигналов при их распространении. Это допущение позволило создать математические модели для основных видов замираний при распространении радиосигналов через различные радиоканалы и экспериментально подтвердить их адекватность реалиям на многочисленных трассах связи.

К настоящему времени, практически вплоть до миллиметрового диапазона волн, уже разработаны как аналитические модели воздействия конкретных причин (дождя, снега, облаков и т.д.) на передаваемые сигналы, так и статистические модели, интегрально учитывающие флуктуации сигналов из-за воздействия радиоканала (турбулентности атмосферы, гидрометеоры в различных стадиях, изменения свойств подстилающей поверхности и т.д.).

Создание математического описания замираний сигналов и их корреляционных функций даёт возможность их моделирования, а затем исследования процессов воздействия на распространяющиеся сигналы и нахождения методов борьбы с замираниями и искажениями сигналов. При этом выделяются два различных подхода:

- моделирование замираний на ЭВМ;
- моделирование замираний путем создания специализированных устройств – имитаторов радиоканалов.

Первый подход предназначен для анализа методов формирования сигналов в новых телекоммуникационных системах в целях определения максимально эффективных по различным критериям способов построения сигналов, передаваемых в радиоканалы, и синтеза алгоритмов их обработки после прохождения радиоканалов. При этом исследования проводятся обычно с масштабированием времени и частоты, поэтому обрабатывается не весь комплекс возможных воздействий на исследуемые сигналы, адекватный имеющимся в реальных каналах, а только наиболее важные его составляющие.

Второй подход направлен на исследование имеющихся приёмо-передающих устройств в целях ускорения технологических процессов настройки, проведения испытаний и сертификации, наилучшей регулировки средств радиосвязи и сокращения затрат на эти работы. При этом имитаторы используются в качестве составной части полной телекоммуникационной системы (передатчик – имитатор канала – приёмник) и позволяют определять эффективность функционирования системы передачи информации.

Реализация любого из этих подходов связана со значительными трудностями как теоретического, так и практического характера. При моделировании на ЭВМ основные усилия связаны с разработкой алгоритмов моделирования информационного сигнала и алгоритмов его обработки. При построении имитаторов радиоканалов возникают дополнительные трудности, связанные с необходимостью создания базы данных возможных воздействий на сигнал и построения устройств, обеспечивающих в реальных масштабах времени и частоты искажения сигналов, адекватные искажениям на реальных трассах. Второй подход требует больших материальных затрат, однако он и более востребован, так как разработка новых систем - явление не частое, в то время как процессы изготовления и модернизации оборудования телекоммуникационных систем идут непрерывно.

Простейшие имитаторы многолучевых радиоканалов (феддинг - машины) появились в 60-х годах

прошлого столетия в связи с началом бурного освоения телекоммуникационного пространства. Они потребовались при построении оборудования многоканальных радиорелейных линий и при создании высокоскоростных цифровых систем передачи информации. Сигналы исследуемого оборудования в большинстве таких имитаторов [1] модулировались по амплитуде и по фазе сигналами от генераторов случайных процессов с заданными статистическими и корреляционными свойствами. Эффективность имитаторов при этом определялась количеством моделируемых воздействий разного вида и степенью их адекватности влияниям замираний на реальных трассах связи.

В отраслевой лаборатории “Поликом - 101” при Владимирском государственном университете было создано несколько типов имитаторов многолучевых радиоканалов, совершенствовавшихся по мере развития математического описания каналов и предназначенных как для производственных, так и для исследовательских и учебных целей. За прошедшие годы были разработаны и построены имитаторы радиоканалов дальней связи дециметрового и сантиметрового диапазонов, радиоканалов КВ диапазона, имитатор радиоканала “буй-спутник-диспетчер” системы INMARSAT. Подобные работы продолжаются и сейчас, воплощаясь в устройства, позволяющие моделировать в реальных масштабах времени и частоты одновременное воздействие на сигналы телекоммуникационных систем целого комплекса замираний (быстрых, медленных, селективно-частотных, временных замираний, их суточного и сезонного хода) и помех, имеющихся в реальных радиоканалах.

Обобщенная структурная схема имитатора радиоканала распространения сигналов показана на рис. 1. Передаваемый радиосигнал $u_{вх}(t)$ в регулируемых усилителях (РУ) подвергается воздействию от генераторов медленных (ГМЗ) и быстрых замираний (ГБЗ), а также от генератора суточного хода медианы сигнала (ГСХ). Временные запаздывания сигнала моделируются с помощью управляемой от генератора времени запаздывания (ГВЗ) линии за-

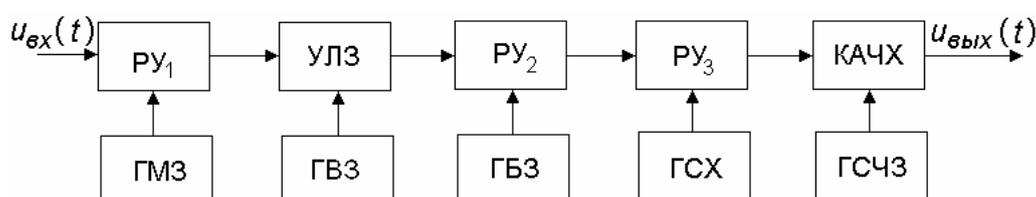


Рис. 1. Имитатор радиоканала передачи информации.

держки (УЛЗ), а селективно-частотные замирания задаются генератором (ГСЧЗ), управляющим корректором амплитудно-частотной характеристики канала (КАЧХ).

Адекватность выходного сигнала имитатора $u_{\text{вых}}(t)$ сигналам, поступающим на приемные устройства системы связи на реальных телекоммуникационных трассах, проверяется путем сопоставления реальных статистик соответствующих замираний и статистики моделируемых замираний.

Для создания имитатора необходимо разработать математические описания радиоканала, охватив максимальное количество возможных в нем воздействий на распространяющиеся сигналы. Особенную сложность при этом составляют многолучевые радиоканалы с рассеянием и отражениями, активно используемые при передаче информации. Исследования процессов распространения радиосигналов по каналам с рассеянием и отражениями основаны на двух научных подходах, которые можно сформулировать следующим образом:

- разработка моделей воздействия конкретных физических причин (температуры, давления, гидрометеоров и т.д.) на передаваемые сигналы и коррекция с их помощью методик расчета напряженности электромагнитного поля у антенны приемника;
- создание статистических моделей каналов, интегрально учитывающих искажения сигналов из-за воздействия радиоканала, и основанный на этих моделях расчет необходимого системе энергетического потенциала для конкретных систем передачи информации.

Первый подход требует максимально полных сведений о географических и климатических характеристиках трассы и, поясняя физику воздействий радиоканала на передаваемые сигналы, для расчета линий передачи информации и для совершенствования аппаратуры связи практически не применяется.

Второй подход позволяет рассчитывать телекоммуникационные линии и необходимые энергетические характеристики оборудования связи на основе усредненных статистических данных, полученных эмпирическим путем. Метод основан на аппарате многомерного статистического анализа, поскольку интенсивность воздействий на распространяющийся сигнал зависит от параметров радиоканала и случайно меняется по частоте и во времени, а процесс замираний сигналов можно полагать стационарным на локальных временных интервалах.

При построении статистических моделей радиоканалов различных диапазонов волн были найдены [1 - 6] решения следующих проблем:

- определены интервалы локальной стационарности замираний сигналов;
- выявлены законы распределения вероятностей искажений принимаемых сигналов и их корреляционные функции;
- определены зависимости параметров законов распределения вероятностей замираний от характеристик линий передачи информации;
- подтверждена адекватность разработанных моделей и реальных каналов распространения радиосигналов.

Для наиболее общей модели радиоканала с рассеянием и отражениями сигналов замирания разделили на быстрые и медленные по принадлежности к соответствующим интервалам локальной стационарности, определенным эмпирически, а в частотной области разделили на частотно – гладкие и селективно – частотные.

Многочисленные исследования медленных замираний, квазистационарных на временных интервалах в 3 - 5 часов, подтверждают [1, 2] правомерность описания их поведения логарифмически-нормальной плотностью распределения вероятностей

$$w(V_M) = \frac{\lg e}{\sqrt{2\pi} V_M \sigma} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\lg \Delta V_M}{\sigma} \right)^2 \right], \quad (1)$$

где: $\Delta V_M = \frac{V_M}{V_{MM}}$; V_M - медианное значение множителя ослабления на временном интервале до 5 минут; σ - стандартное отклонение глубины медленных замираний, дБ; V_{MM} - медианное значение множителя ослабления за долгосрочный (в сантиметровом диапазоне за месячный) период времени.

Дифференциальное распределение модуля передаточной функции, характеризующее быстрые замирания амплитуды распространяющегося сигнала, которые квазистационарны на интервалах до 5 минут, в работах [2, 3] определено четырехпараметрическим законом распределения вероятностей

$$\omega(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma_x \sigma_y} \exp \left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2 \sigma_y^2 + m_y^2 \sigma_x^2}{2\sigma_x^2 \sigma_y^2} \right) \times \frac{(2k+2s-1)! (\sigma_y^2 - \sigma_x^2)^k m_y^{2s} \sigma_x^{2s}}{k!(2s)! 2^k \sigma_y^{2k+4s} m_x^{k+s}} \times \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} \gamma^{k+s} I_{k+s} \left(\frac{m_x}{\sigma_x^2} \gamma \right), \quad (2)$$

где: γ - модуль передаточной функции канала связи; $I_{k+s}(z)$ - модифицированная функция Бесселя порядка $k+s$; $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ - параметры четырехпараметрического распределения.

Фаза принимаемого сигнала также [2] флуктуирует по четырехпараметрическому закону, зависящему от параметров $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$

$$\omega(\phi) = [\sigma_x \sigma_y \exp(m_x^2 / 2\sigma_x^2 - m_y^2 / 2\sigma_y^2) / 2\pi(\sigma_y^2 \cos^2 \phi + \sigma_x^2 \sin^2 \phi)] \times \{1 + L\sqrt{\pi} \exp(L^2)[1 + \Phi(\sqrt{2}L)]\}, \quad (3)$$

где: $\Phi(\cdot)$ - интеграл вероятности;

$$L = (m_x \sigma_y^2 \cos \phi + m_y \sigma_x^2 \sin \phi) / \sigma_x \sigma_y \sqrt{\sigma_y^2 \cos^2 \phi + \sigma_x^2 \sin^2 \phi}.$$

Несложно показать, что при определенных значениях параметров $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ выражение (3) упрощается и возможны различные законы распределения вероятностей замираний: релеевский ($m_x = m_y = 0, \sigma_x = \sigma_y = \sigma$); бимодальный ($\sigma_x = \sigma_y = 0$); обобщенно - релеевский ($\sigma_x = \sigma_y = \sigma, m_x = 0, m_y \neq 0$); усеченно - нормальный ($m_x = m_y = 0, \sigma_x$ или $\sigma_y = 0$).

Автокорреляционные функции быстрых и медленных замираний получены на основе обработки результатов многочисленных экспериментальных данных по распространению сигналов дециметрового и сантиметрового диапазонов на различных наземных трассах дальней связи и приведены в работе [6]. Выражения, описывающие зависимость параметров быстрых замираний $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ от

свойств радиоканала, определены аналитическим путем, а их правомочность подтверждена экспериментально [3].

Разработанное описание дает возможность реализации генераторов случайных процессов, моделирующих соответствующие замирания сигналов. Например, генератор быстрых замираний, вырабатывающий на промежуточной частоте процесс (2) с четырехпараметрическим распределением плотности вероятностей можно построить по схеме, приведенной на рис. 2.

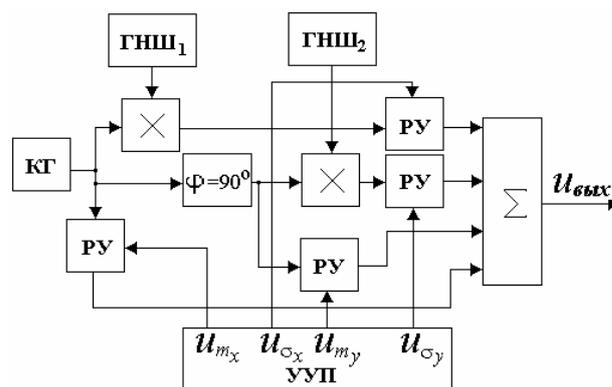


Рис. 2. Генератор быстрых замираний многолучевых радиоканалов

Независимые генераторы шума (ГНШ) с нормальными законами распределения перемножаются с квадратурными составляющими сигнала промежуточной частоты, поступающего с кварцевого генератора (КГ). После формирования требуемых для моделируемой трассы связи параметров $\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ в устройстве управления параметрами (УУП) на выходе ГБЗ формируется случайный процесс с четырехпараметрическим распределением плотности вероятностей.

Реализация имитатора медленных замираний вызывает определенные затруднения из-за необходимости получения случайного процесса с заданным законом распределения, мгновенные значения которого должны быть неизменными в течение длительного интервала времени, равного интервалу локальной стационарности быстрых замираний (от 3 до 5 минут). Преодолеть эту трудность можно, воспользовавшись известным положением теории вероятностей о трансформации одномерной плотности вероятностей $W(u_{вх})$ в плотность $W(u_{вых})$ при прохождении случайного процесса через нелинейное безынерционное звено с характеристикой $u_{вх} = K(u_{вых})$, удовлетворяющей условию моно-

тонности и дифференцируемости в некотором диапазоне входных значений.

Рассчитаем характеристику преобразования, выбрав в качестве первичного источника процесса с заданной плотностью распределения вероятностей генератор псевдослучайной последовательности импульсов (ГПСПИ) максимальной длины. В этом случае обеспечивается повторяемость реализаций случайного процесса, что обеспечивает достоверность сравнительных испытаний систем на имитаторе.

$$K^* = (u_{2^{n-1}} - u_1) \int_0^{u_{вых}} \omega(u_{вых}) du_{вых}$$

где: K^* - функция, обратная искомой функции K ; u_1 - уровень единичного сигнала; $u_{2^{n-1}}$ - уровень $(2^n - 1)$ -го сигнала ГПСПИ.

Для логарифмически-нормального процесса (1) на выходе преобразователя имеем

$$K^* = (u_{2^n} - u_1) \Phi \left\{ \frac{\ln(u_{вых} / u_{вх})}{\sigma} \right\},$$

где $\Phi(\cdot)$ - интеграл вероятностей.

Искомая функция преобразования представляется в виде выражения

$$u_{вых} = u_{вх} \exp \left\{ \sigma \Phi^* \left[\frac{u_{вх}}{(u_{2^{m-1}} - u_1)} \right] \right\},$$

где $\Phi^*(\cdot)$ - функция, обратная интегралу вероятностей $\Phi(\cdot)$.

Чтобы реализовать процесс с логарифмически-нормальной плотностью вероятностей, необходимо осуществить двойное преобразование - вида $\Phi^*(\cdot)$ и вида экспоненты. Это можно выполнить, заменяя характеристики преобразования набором отрезков прямых, используя при этом кусочно-линейную аппроксимацию с помощью операционных усилителей. Пример структурной схемы генератора медленных замираний приведен на рис. 3.

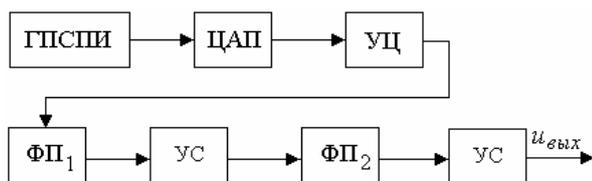


Рис. 3. Генератор медленных замираний

С выхода ГПСПИ сигнал в параллельном цифровом коде подается на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), на выходе которого формируется импульсный случайный процесс с равномерной одномерной плотностью распределения амплитуд и математическим ожиданием, отличным от нуля.

Этот процесс центрируется устройством центрирования (УЦ) и поступает на функциональный преобразователь (ФП₁) с характеристикой, обратной интегралу вероятностей $\Phi^*(\cdot)$. После преобразования сформированный процесс через устройство согласования (УС) поступает на функциональный преобразователь ФП₂ с экспоненциальной характеристикой. После второго преобразования на выходе устройства согласования получим сформированный сигнал медленных замираний.

Пример структурной схемы имитатора селективно - частотных замираний в многолучевом радиоканале показан на рис. 4.

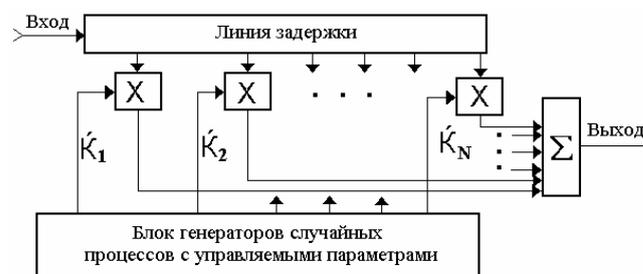


Рис. 4. Структурная схема имитатора селективно-частотных замираний многолучевого радиоканала связи

Имитатор СЧЗ представляет собой аналоговый трансверсальный фильтр, сигнал каждого отвода которого умножается на комплексный коэффициент передачи, формируемый генераторами случайных процессов, коррелированных с процессами замираний сигнала на моделируемой трассе связи. Таким путем производится управление амплитудными и фазовыми характеристиками в отводах, а последующее суммирование смоделированных так лучей распространения дает результат, адекватный воздействию селективно-частотных замираний на сигнал в радиоканале.

Основная задача, возникающая при построении имитатора селективно-частотных замираний, заключается в правильном выборе весовых коэффициентов $K_1 \div K_N$. На примере канала дальней тропосферной радиосвязи вопросы многоканального управления имитатором рассмотрены в работе [4].

В качестве примера разработок отраслевой лаборатории «Поликом-101» на рис. 5 показан пример реализации имитатора, моделирующего селективно

– частотные замирания в полосе частот от 20 МГц до 820 МГц.

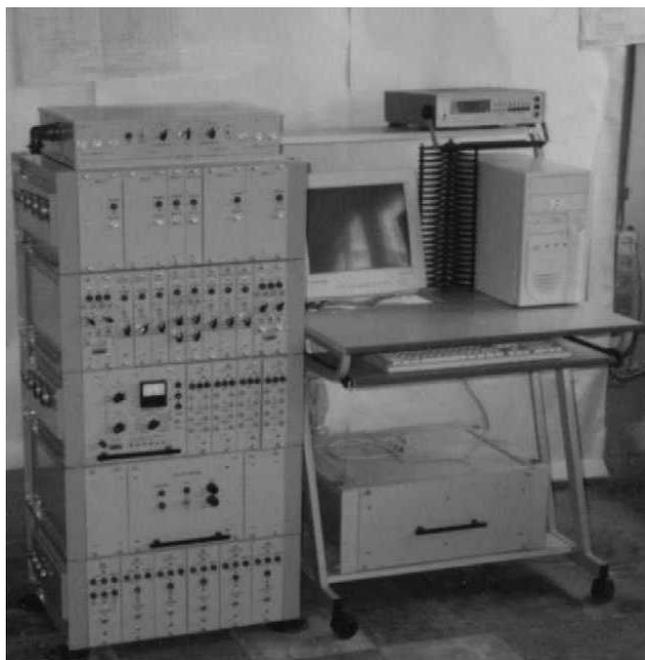


Рис. 5. Имитатор многолучевого радиоканала.

Адекватность искажений и замираний сигналов, создаваемых имитаторами радиоканалов, исследовалась путем сопоставления гипотез о соответствии статистик моделируемых имитаторами замираний реальной статистике. При этом использовались критерии согласия Колмогорова, χ^2 , Мизеса и др. Сравнение производилось как на основании известных экспериментальных данных, так и на основании экспериментальной статистики, полученной на нескольких трассах связи различной протяженности.

В этих целях были организованы эксперименты по изучению свойств многолучевых каналов связи дециметрового и сантиметрового диапазонов волн в разнообразных климатических зонах на интервалах радиорелейных линий связи различной протяженности (г. Уральск – г. Актюбинск, г. Игарка – г. Норильск, г. Владимир – г. Орёл и др.). Эксперименты проводились в различные времена года и подтвердили [2] правомерность использования выражений (1-3), позволив определить параметры аналитического описания различных замираний и их корреляционные функции.

Набор статистики производился в разных географических и климатических условиях и для раз-

личных рабочих частот и видов модуляции у используемых систем связи. Отклонения гипотез не наблюдалось в 98 % случаев при моделировании различных законов распределения замираний, имеющих на реальных трассах связи. Отклонения гипотез в 2% объясняются погрешностью измерений и ошибками при обработке статистики.

Использование имитаторов радиоканалов направлено на исследование приёмо-передающих устройств в целях регулировки и оптимизации их параметров, определения возможностей и эффективности функционирования, сертификации и проверки на соответствие каким-либо нормам. Имитаторы радиоканалов позволяют упростить, сократить по времени и значительно удешевить процессы регулировки, настройки, испытаний и сертификации систем радиосвязи. Возможность в лабораторных условиях выполнять такие исследования сделало имитаторы радиоканалов важным и востребованным инструментом для разработчиков и изготовителей средств радиосвязи.

Литература

1. Справочник по радиорелейной связи / Под ред. С.В. Бородича. М.: Радио и связь, 1981. – 415 с.
2. *Кловский Д.Д.* Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.
3. *Галкин А.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г.* Моделирование каналов систем связи. М.: Связь, 1979. – 96 с.
4. *Самойлов А.Г.* Многоканальное управление при имитации каналов связи // 3-я Международная НТК “Перспективные технологии в средствах передачи информации”. Владимир, 1999. – С.143 – 146.
5. *Самойлов А.Г.* Имитаторы многолучевых каналов телекоммуникационных сетей // 5-я Международная НТК “Перспективные технологии в средствах передачи информации”. Владимир, 2003. – С.28 – 29.
6. *Самойлов А.Г.* Имитаторы многолучевых радиоканалов / Проектирование и технология радиоэлектронных средств. 2003, № 4. – С.32 – 36.

В.А.ШАХНИН

АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ С ИДЕНТИФИКАТОРОМ ДЛЯ МЕХАТРОННОГО МОДУЛЯ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ

Аннотация - Рассмотрены возможности применения адаптивных идентификаторов в информационных системах мехатронных модулей неразрушающего контроля. Проанализирована модель поверхностного контроля двухслойных ферромагнитных изделий.

Мехатронные модули неразрушающего контроля (ММНК) становятся неотъемлемой частью современных гибких автоматизированных производств. Такие модули представляют собой автономно функционирующие производственные системы, состоящие из технологического оборудования неразрушающего контроля, высокопроизводительного цифрового контроллера, ориентированного на решение задач обработки информации и управления в реальном времени, и устройств автоматизации контроля [1].

Весьма сложной и практически важной для решения с помощью ММНК является задача идентификации поверхностного слоя двухслойного ферромагнитного изделия. Одним из эффективных решений этой задачи может быть использование адаптивного принципа управления с идентификатором.

Пусть имеется модель объекта контроля, в качестве которой примем аналитическое выражение, полученное в результате анализа влияния ферромагнитного двухслойного объекта контроля, помещенного в слабое переменное магнитное поле, на значения амплитуды и фазы сигнала измерительного индукционного преобразователя. Эта модель используется в дальнейшем для уточнения контролируемых параметров и выработки управляющих воздействий. В качестве выходных данных системы контроля, включающей непосредственно устройство контроля и объект, примем значения амплитуды и фазы информационного сигнала. Представим операцию контроля непрерывным процессом, в определенные моменты времени которого происходит замена объекта, прошедшего контроль, новым. В такой формулировке непрерывное изменение контролируемых параметров характеризует стохастический объект, для которого выходной сигнал является случайной величиной. Зададим такие условия работы системы контроля, при которых в ответ на изменения контролируемых параметров она вырабатывает управляющее воздействие, способное обес-

печить постоянство выходного сигнала системы путем уточнения параметров модели. Необходимость уточнения параметров модели влечет за собой включение в систему контроля обратной связи с элементом, решающим задачу идентификации. Конструктивно этот элемент (идентификатор) может быть выполнен различными способами в виде программной реализации для управляющей вычислительной машины или отдельного аппаратно оформленного устройства. Исходной информацией для решения задач идентификации являются входные и выходные переменные объекта, результаты измерения которых непрерывно или в заданные моменты времени вводятся в идентификатор. Для рассматриваемой системы контроля в идентификаторе осуществляется идентификация в узком смысле, при которой определяются оценки неизвестных параметров для априорно заданной структуры модели. Описанная схема процесса контроля по своей сути аналогична адаптивному управлению с идентификатором [2] с той лишь разницей, что обычно целью адаптивного управления является поддержание постоянной выходной величины за счет выработки соответствующего воздействия на основе идентификации, а в нашем случае – получение оценок параметров модели за счет обеспечения требуемого выходного сигнала. Система контроля, реализующая принцип адаптивного управления с идентификатором, работает в двух режимах. В первом режиме осуществляется только обучение, во втором - контроль и обучение. В режиме обучения происходит идентификация объекта, т. е. настройка системы контроля на реальный объект. Здесь устанавливаются заданные значения контролируемых параметров и вырабатывается требуемое управляющее воздействие для данных значений. Во втором режиме система осуществляет операции контроля и обучения, в результате которых уточняются параметры нового объекта при обеспечении заданного значения выходного сигнала. Таким образом, за счет нечувствительности выходной переменной к изменяющимся параметрам

объекта достигается цель контроля, уточняются значения контролируемых параметров.

Рассмотрим вариант реализации системы контроля для решения метрической задачи определения магнитной проницаемости и толщины верхнего слоя двухслойного объекта на основе принципа адаптивного управления с идентификатором. Воспользуемся выражениями для магнитного потока, приведенными в [3], с выполнением всех принятых при выводе формул условий. Кроме того, будем использовать те же обозначения, что и в [4]. Запишем в удобной для анализа форме выражения для амплитуды и начальной фазы э. д. с., наведенной в индукционном преобразователе магнитным потоком, проходящим в двухслойной среде:

$$A(\omega_2) = nL \sqrt{\frac{\omega_2 \mu_1}{\gamma}} H_m x$$

$$x \left(\frac{\sqrt{e^{2k_1 d} \alpha^{-1} + e^{-2k_1 d} \alpha - 2 \cos(2k_1 d)}}{\sqrt{e^{2k_1 d} \alpha^{-1} + e^{-2k_1 d} \alpha + 2 \cos(2k_1 d)}} \right)^{\sin \alpha},$$

$$\varphi(\omega_2) = \sin \alpha \operatorname{arctg} \left[\frac{2 \sin(2k_1 d)}{e^{-2k_1 d} \alpha^{-1} - e^{-2k_1 d} \alpha} \right] + \frac{\pi}{4}, \quad (1)$$

где n – коэффициент, зависящий от числа витков; L

– параметр объекта исследования, $k_1 = \sqrt{\frac{\omega_2}{\mu_1}}$.

Учитывая вариацию контролируемого параметра d и возможность изменения частоты тока возбуждения ω_2 , определим характер их взаимного влияния на величину начальной фазы э. д. с. Как видно из формулы (1), значение $\varphi(\omega_2)$ зависит от произведения толщины верхнего слоя d и корня квадратного из частоты ω_2 ($d\sqrt{\omega_2}$ входит в аргумент синусоидальной и в показатель экспоненциальной функции), а также от магнитной проницаемости верхнего слоя μ_1 . Из этого следует, что для $\mu_1 = \text{const}$ при изменении толщины верхнего слоя d путем подбора (поиска) частоты ω_2 можно добиваться постоянства фазы φ . Определяя фазу φ для изделия с известным значением d_0 на указанной частоте ω_{20} , а при испытании контролируемого изделия устанавливая то же значение фазы φ путем подбора частоты ω_2 , можно найти значение толщины верхнего слоя контролируемого изделия по формуле

$$d = d_0 \sqrt{\frac{\omega_{20}}{\omega_2}}. \quad (2)$$

Если $\mu_1 \neq \text{const}$, то формулу (2) можно использовать для определения толщины слоя и при установлении нового значения фазы φ , зависящей от μ_1 , при которой сохраняется неизменность произведения $d\sqrt{\omega_2}$. Новые значения фазы могут быть, например, протабулированы для различных значений μ_1 , при $d\sqrt{\omega_2} = \text{const}$ с использованием формулы (1). Определение магнитной проницаемости верхнего слоя μ_1 может быть выполнено следующим образом. Из выражения (1) следует, что амплитуда э. д. с., наводимой в первичном преобразователе магнитным потоком с частотой ω_1 , проходящим в верхнем слое контролируемого изделия, пропорциональна и определяется выражением

$$A(\omega_1) = nL \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_1}{\gamma}} H_m. \quad (3)$$

Таким образом, значение амплитуды A для известной магнитной проницаемости верхнего слоя μ_{10} на заданной частоте ω_{10} может быть вычислено из вышеприведенной формулы. Если при испытании контролируемого изделия обеспечить на выходе устройства сигнал с найденным значением амплитуды за счет подстройки частоты, то значение магнитной проницаемости μ_1 найдем по формуле

$$\mu_1 = \mu_{10} \frac{\omega_{10}}{\omega_1}. \quad (4)$$

Рассмотрим геометрический подход к построению модели многопараметровой идентификации, ориентированной на адаптивные системы с идентификатором в обратной связи. Принципы построения геометрических моделей заключаются в следующем. Пусть n – число контролируемых параметров (КП), по которым осуществляется идентификация, m – число измеряемых параметров (ИП). Введем в рассмотрение k – мерное линейное пространство ($k = n + m$), каждая точка которого характеризуется k координатами – значениями соответствующих КП и ИП. Каждому образцу контролируемого изделия будет соответствовать некоторая точка в этом k – мерном пространстве параметров, а весь экспериментальный статистический материал, полученный на обучающей выборке образцов, отобразится в виде совокупности точек, образующих некоторое облако. Наличие объективной взаимосвязи между КП

и ИП можно характеризовать тем, что эти точки группируются вокруг некоторой k – мерной гиперповерхности, охватывающей все возможные наборы значений КП и ИП для данного типа контролируемых изделий. Эта гиперповерхность, вокруг которой сгруппированы точки обучающей выборки, и является геометрической пространственно – многомерной моделью взаимосвязи контролируемых и измеряемых параметров. Многомерная геометрическая модель позволяет обобщить и осмыслить известные подходы к решению задач идентификации, предложить новые подходы, опирающиеся на применение методов кибернетики и современной прикладной статистики и основанные на широком использовании возможностей современной вычислительной техники. Очевидно, что широко используемые графические модели (графики и семейства кривых) являются частным случаем геометрической модели для одно – и двухпараметрового неразрушающего контроля.

Выделим некоторые общие свойства, особенности геометрических моделей взаимосвязи КП с ИП, а также вопросы их применения для целей неразрушающего контроля с помощью мехатронных модулей. Анализ геометрической модели позволяет правильно осмыслить сущность аналитических моделей взаимосвязи КП с ИП. Так, обычная аналитическая модель в явном виде

$$A = F(B) \tag{5}$$

подразумевает причинно – следственную зависимость фактора A от фактора B . Однако контролируемые и измеряемые параметры не стоят в прямой причинно – следственной зависимости друг от друга, а порождаются общей для них группой причинных факторов (исходным сырьем и технологическим процессом). Геометрическая модель предполагает равноправие всех координатных осей, то есть всех параметров КП и ИП, устраняя тем самым причинно – следственную неопределенность КП и ИП.

Гиперповерхность взаимосвязи КП с ИП аналитически можно описать зависимостью вида

$$\Phi(\mathbf{X}^*, \mathbf{Y}^*) = 0, \tag{6}$$

где $\mathbf{X}^* = \mathbf{X} + \mathbf{E}_m$, $\mathbf{Y}^* = \mathbf{Y} + \mathbf{G}_n$, $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_m)$, $\mathbf{Y} = (y_1, y_2, \dots, y_n)$, \mathbf{X} – m – мерный ИП; \mathbf{Y} – n – мерный вектор КП; \mathbf{E}_m – вектор погрешностей определения ИП; \mathbf{G}_n – случайный вектор, обусловленный действием неучитываемых, неконтролируемых и случайных факторов. \mathbf{E}_m и \mathbf{G}_n отражает тот факт, что экспериментальные точки образуют некоторое об-

лако рассеяния вокруг гиперповерхности. Модель (6), на наш взгляд, ближе к реальности, чем модель

$$\varphi(y_1, y_2, \dots, y_n) = \psi(x_1, x_2, \dots, x_m)$$

или модель

$$C\mathbf{Y} = \mathbf{F} = D\mathbf{X},$$

где \mathbf{F} – некий гипотетический вектор скрытых факторов.

Для практических целей реализации контроля с помощью ММНК часто необходимо получать модели, решенные относительно одного из контролируемых параметров (модели аппаратуры контроля)

$$Y_i = F_i(x_1, x_2, \dots, x_m),$$

где Y_i – значение i – го КП. В рамках геометрической модели это означает, что для изучения зависимости одного из контролируемых параметров от группы измеряемых нужно произвести проецирование гиперповерхности вместе с окружающим ее облаком рассеяния точек обучающей выборки из k – мерного ($k = m + n$) линейного пространства в $(m + 1)$ – мерные линейные подпространства. Всего будет n (по числу КП) таких «вложенных» друг в друга подпространств, имеющих m (по числу ИП) общих координатных осей и по одной отличающейся координатной оси, соответствующей определенному КП. Естественно, что проекция облака рассеяния в подпространстве будет «толще», «размытее» исходного облака, поэтому и погрешность определения КП по такой гиперповерхности будет выше, чем по общей гиперповерхности в k – мерном пространстве. Это является платой за отсутствие в этих частных моделях неучитываемых КП.

Различают метрические и классификационные задачи контроля. В первом случае КП могут принимать непрерывный ряд значений, второй тип задач связан с определением принадлежности контролируемого изделия к одной из групп качества (например, «годен» - «брак»), то есть КП могут принимать только ряд дискретных значений (например, по двухзначной шкале «1» - «годен», «0» - «брак»). Практика показывает, что однозначная классификация на непересекающиеся классы типа «годен» - «брак» по совокупности ИП – это идеализация, далекая от реальности. Поэтому в последнее время внимание исследователей в области автоматизации неразрушающего контроля обращено к теории размытых (нечетких) множеств, позволяющей учесть, что переход от «принадлежности к классу «годен» к «непринадлежности» не скачкообразен, а непрерыв-

вен. Степень принадлежности объекта к классу (основное понятие теории нечетных множеств) может принимать любое значение в интервале $[0,1]$. Перспективным, по – видимому, является привлечение теории нечетных множеств к решению классификационных задач НК, что позволяет не противопоставлять их метрическим задачам НК, а рассматривать как частный случай последних. При разработке адаптивных мехатронных модулей неразрушающего контроля может быть полезным применение геометрической модели взаимосвязи КП с ИП - в частности, анализ характера свойств разрывности гиперповерхности взаимосвязи окруженной облаком рассеяния экспериментальных точек.

Геометрическая модель позволяет наметить некоторые пути практической реализации обучающих систем для мехатронных модулей. Вся доступная информация о гиперповерхности взаимосвязи КП с ИП заключена в ограниченном количестве точек обучающей выборки, и каждый элемент (точка) выборки отражает характер и особенности гиперповерхности. Следовательно, прежде всего требуется сохранить индивидуальные особенности элементов выборки. Эти точки могут располагаться в k – мерном пространстве параметров неупорядоченным образом, так как в большинстве случаев планируемый эксперимент в НК невозможен. При таком подходе важно как можно точнее восстановить гиперповерхность взаимосвязи КП с ИП, проанализировать ее свойства и особенности с целью максимального использования полученной информации для решения требуемых задач НК - в частности, для экстраполяции и прогноза за пределами области значений параметров в обучающей выборке.

Для требуемого контролируемого параметра по значениям вектора ИП с использованием оптимального числа точек исходной обучающей выборки может быть получена и интервальная оценка, которая будет отражать «толщину» облака рассеяния точек обучающей выборки вокруг гиперповерхности в точке оценивания. С помощью этого алгоритма «поточечного» восстановления гиперповерхности взаимосвязи КП с ИП можно решить ряд исследовательских задач. Например, с целью визуализации

можно построить любое сечение гиперповерхности для того, чтобы затем изобразить семейства кривых, отражающих зависимость некоторых КП от некоторых ИП при фиксированных значениях других параметров.

Таким образом, рассмотренная многомерная геометрическая модель взаимосвязи КП с ИП обобщает известные модели и охватывает практически все возможные ситуации ИК. Эта модель и реализованный на ее основе алгоритм адаптивного управления с идентификатором в обратной связи как нельзя лучше ориентированы и приспособлены к использованию в мехатронных модулях идентификации материалов. Действительно, для того, чтобы произвести идентификацию и получить оценки требуемого КП, нужно просто обучить систему, т.е. создать обучающую выборку данных по стандартным образцам, а априорных сведений о виде зависимости в систему можно не заносить. Это важное преимущество предлагаемого подхода по сравнению с индуктивным методом самоорганизации моделей на ЭВМ, основанным на переборе большого числа моделей-претендентов.

Литература

1. *Подураев Ю.В., Богачёв Ю.П.* Новое поколение технологического оборудования на базе мехатронных модулей // Мехатроника. 2003, 4. -С. 8-12.
2. *Емельянов С.В., Коровин С.К.* Новые типы обратных связей. – М.: Наука, 1997.
3. *Шахнин В.А.* Устройства намагничивания для робототехнических комплексов неразрушающего контроля // Мехатроника. 2005, 6. -С.29-32.
4. *Шахнин В.А.* Проектирование датчиков для гибких модулей контроля средств электронной техники // Проектирование и технология электронных средств. 2005, 4. –С. 23-26.

В.Н. УСТЮЖАНИНОВ, Т.Н. ФРОЛОВА

НАНОФОНИКА: СИГНАЛЬНЫЕ НАНОПРОЦЕССОРЫ;
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ

Аннотация - Выполнен формальный анализ закономерностей фонон – фононного рассеяния в кристаллической решетке твердого тела. Показана возможность формально – логического описания процессов фонон – фононного взаимодействия применительно к наноструктурам, что позволяет рассматривать квазичастицы – фононы в качестве носителей информации. Обосновывается возможность создания сигнальных фононных нанопроцессоров, реализующих операции двоичной, многозначной или континуальной логики.

Одним из направлений развития информационных технологий является совершенствование методов и средств обработки информации. Наиболее важной представляется задача повышения производительности информационных систем на основе использования новых физических принципов и алгоритмов обработки информации. Известные физические эффекты и явления в структуре твердого тела [1] могут быть использованы в новых информационных системах, отличающихся способами передачи, хранения и преобразования информации, переносимой динамическими неоднородностями различной физической природы. Интенсивное развитие функциональной акустоэлектроники с динамическими неоднородностями в виде поверхностных и объемных акустических волн является одним из примеров эффективного решения информационных задач в аналоговой и цифровой форме с преобразованием электрических сигналов в акустические и наоборот.

Акустические волны являются производными от упругих колебаний ионов в узлах кристаллической решетки твердого тела. Согласованные колебания ионов являются частным случаем, когда характеристики акустической волны отражают особенности кристаллической решетки, топологии и размеров кристалла. В общем случае возбуждение упругих колебаний кристаллической решетки происходит в соответствии с законом квантовой статистики Бозе – Эйнштейна для равновесных систем

$$n_q = \frac{1}{e^{h\nu_q/kT} - 1}, \quad (1)$$

где n_q - число упругих колебаний с частотой ν_q и волновым числом q , возбуждаемых при температуре T в кристаллической решетке, k – постоянная Больцмана. Распространение упругих колебаний в

решетке отождествляется с переносом квазичастиц – фононов, обладающих дискретными значениями энергии $h\nu_q$. Частота q -го колебания связана с длиной волны λ_q и фазовой скоростью распространения упругих колебаний ν_ϕ , определяемой как скорость звука для конкретной решетки, $\nu_q = \nu_\phi / \lambda_q = q\nu_\phi$. Волновой вектор может при-

нимать лишь дискретные значения $\frac{1}{2a} \leq q \leq \frac{1}{2L}$,

где a – постоянная решетки, L – размер кристалла в направлении распространения.

В соответствии с квантовой теорией теплоемкости твердого тела из функции распределения фононов по энергиям (1) следует, что для каждого значения температуры из интервала $0 \leq T \leq \theta$, где температура Дебая определяется условием $\theta = h\nu/k$, существует максимальное количество длинноволновых фононов с минимальным значением энергии $h\nu_\phi/2L$. По мере дискретного уменьшения длины волны и соответствующего увеличения частоты и энергии число “горячих” фононов убывает. При температуре, равной температуре Дебая, заполняется последний из разрешенных энергетических уровней. Дальнейшее повышение температуры не вызывает изменения теплоемкости кристаллической решетки, поскольку все разрешенные энергетические состояния заняты и число их остается неизменным.

Изложенное означает, что первоначальное возбуждение акустических колебаний и волн, масштабируемых относительно размеров кристалла или области существования стоячих волн, происходит на начальном, длинноволновом участке акустической ветви [2] колебаний в кристалле. Такие колеба-

ния являются гармоническими, а зависимости частоты и энергии колебаний от волнового числа линейны. Преимущества их практического применения реализованы в устройствах функциональной электроники [1] и др.

Использование коротковолнового участка акустической ветви колебаний для создания высокопроизводительных устройств обработки информации возможно лишь с учетом особенностей ангармоничности процессов распространения и взаимодействия коротковолновых фононов в кристаллической структуре с различными элементарными ячейками. В соответствии с распределением (1) число высокоэнергетичных коротковолновых фононов уменьшается по мере увеличения частоты упругих колебаний при неизменной температуре и возрастает по мере увеличения температуры при неизменной частоте. Следовательно, в объеме рассматриваемой наноструктуры число ангармоничных коротковолновых фононов возрастает по мере приближения температуры к температуре Дебая.

Указанные особенности объясняют частотную характеристику энергетического спектра упругих колебаний. На длинноволновом участке акустической ветви имеется много фононов с малыми значениями энергий, на коротковолновом участке мало фононов с относительно высокими значениями энергии. Поэтому для каждого типа кристалла существуют резонансные значения частот упругих колебаний и, соответственно, энергий фононов с максимальной плотностью потока энергии в кристаллической решетке. Достижение максимальной плотности потока внутренней энергии кристалла на определенной частоте и, соответственно, длине волны упругих колебаний является одним из условий обеспечения заданного уровня эффективности энергоинформационных преобразований в кристаллической структуре.

Сильная зависимость концентрации фононов от температуры в соответствии с распределением (1) в условиях значительного разброса значений температуры Дебая для различных типов кристаллических структур и материалов обуславливают критичность выбора рабочих температур для информационных наноструктур. Возможность локального изменения температуры с целью управления информационными процессами следует рассматривать как фактор расширения спектра функциональных преобразований. Необходимость обеспечения эффективности энергоинформационных процессов в диапазоне фи-

зически реализуемых и управляемых температур в условиях значительных различий значений температур Дебая для разных материалов обуславливает актуальность постановки и решения задач оптимизации температурных режимов наноструктур.

Температурный режим является эффективным средством регулирования фононных процессов. Понижение температуры смещает максимум плотности потока энергии в область длинноволновых линейных процессов, распространяющихся по решетке с минимальным затуханием (максимальной длиной пробега фонона) и без взаимодействия фононов. В информационном плане такой режим распространения потока энергии упругих колебаний решетки предпочтителен для реализации параллельных алгоритмов пересылки информации с минимальными искажениями. Повышение температуры сопровождается развитием анагармонизма, частным проявлением которого является фонон – фононное взаимодействие. Механизмы фонон – фононного рассеяния отличаются сложностью, не поддаются удовлетворительному математическому описанию. Сложность таких процессов возрастает по мере увеличения энергии и числа взаимодействующих фононов. Результатом взаимодействия является появление фононов с новыми значениями параметров. Изменение параметров взаимодействующих фононов следует рассматривать как информационные процессы, лежащие в основе функционирования фононных сигнальных процессоров. Определение закономерностей таких преобразований во взаимосвязи с температурными режимами, энергией и количеством взаимодействующих фононов является основной теоретической задачей нанофооники. Степень полноты исследования и решения подобных задач определяет информационные и функциональные характеристики фононных нанопроекторов.

Наиболее разработанной является теория трехфононного взаимодействия. Она рассматривает процесс взаимодействия двух фононов, в результате которого появляется третий фонон с характеристиками, отличными от характеристик первичных фононов. Другим эффектом в теории трехфононного взаимодействия является распад первичного фонона на два с отличающимися характеристиками. Такие процессы имеют место при переходе фононной системы из равновесного в возбужденное состояние с амплитудами колебаний ионов, превышающими пороговые значения гармоничности. Это возможно при относительно высоких уровнях энергии взаимодействующих фононов. Законы сохранения энергии

и импульса для трехфононных взаимодействий формулируются как правила отбора, определяющие наиболее вероятные переходы между энергиями и импульсами взаимодействующих фононов [3]. Закон сохранения импульса:

$$k_3 = k_1 \pm k_2 \pm K, \quad (2)$$

означает, что сумма волновых векторов взаимодействующих фононов может изменяться с учетом некоторой величины K , определяемой как вектор обратной решетки. При $K = 0$ процессы взаимодействия рассматриваются как нормальные (N – процессы), когда суммарный импульс фононов сохраняется. Условие $K \neq 0$ имеет место, когда решетке передается импульс hK , то есть закон сохранения импульса соблюдается с точностью до этой величины. Такие эффекты называются процессами переброса (U - процессы). Переходы между различными фононными состояниями являются механизмами установления равновесного состояния. Отсутствие таких переходов означает отсутствие взаимодействия между фононами и сохранения неравновесного состояния.

Анализ показывает, что закон сохранения энергии для трехфононного процесса принимает вид:

$$\omega_3 = \omega_1 \pm \omega_2, \quad (3)$$

где $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ - частоты упругих колебаний взаимодействующих фононов.

Совместное выполнение условий (2) и (3) обуславливает характеристики фононов, появляющихся в результате рассеяния. В частности, в результате взаимодействия фононов $\Phi(\omega_1, k_1)$ и $\Phi(\omega_2, k_2)$ появляется фонон с характеристиками $\Phi[\omega_3, (k_3 \pm K)]$. В общем случае результаты взаимодействия фононов в условиях ангармоничности и слабых возмущений фононной подсистемы представляются уравнениями

$$\Phi(\omega_1, k_1) \Leftrightarrow \Phi(\omega_2, k_2) = \Phi[\omega_3, (k_3 \pm K)], \quad (4)$$

$$\Phi(\omega_1, k_1) = \Phi(\omega_2, k_2) \Leftrightarrow \Phi[\omega_3, (k_3 \pm K)]. \quad (5)$$

Уравнение (4) отражает закономерности образования нового фонона в результате взаимодействия двух первичных фононов в условиях анагармоничности. Условие (5) определяет закономерности распада фонона на два вторичных при переходе системы к состоянию равновесия. Из (4) и (5) следует, что

процессы распада и синтеза фононов протекают с участием дискретного параметра K , отражающего процессы изменения импульса квазичастицы на величину hK . Это означает, что процессы ангармоничного фонон – фононного рассеяния протекают с участием решетки, которая передает часть своей энергии взаимодействующим фононам или поглощает часть энергии одного из фононов. Роль решетки в обменных процессах возрастает по мере увеличения ангармоничности системы, что находит отражение в увеличении обменной энергии.

Рассмотренные механизмы фонон – фононного взаимодействия позволяют установить важные для понимания сущности энергоинформационных преобразований особенности: любые возмущения фононной системы, изменяющие внутреннюю энергию кристаллической решетки, сопровождаются перераспределением фононов по состояниям в соответствии с условиями (4) и (5) как способа перехода в равновесное состояние. Такие закономерности означают, что каждому событию соответствует новое состояние фононной системы, отличающееся распределением фононов по энергиям и частотам упругих колебаний в зависимости от волнового числа. Установление количественных отношений между событиями (возбуждением системы) и характеристиками распределений – основная задача теории сигнальных фононных процессоров.

Участие решетки в процессах фонон – фононного рассеяния в условиях ангармоничности требует количественных оценок энергии обменного взаимодействия. Для этого необходимо оценить дискретные изменения волнового вектора обратной решетки для процессов переброса фонона в соседнюю или более удаленные ячейки. Расчет дискретных разрешенных значений волнового вектора кубической решетки приводит к выражению

$$\frac{1}{2Na\sqrt{3}} \leq K \leq \frac{1}{2a\sqrt{3}}, \quad (6)$$

где a – постоянная решетки, N – число узлов решетки на длине $L = Na$. Такие пределы изменения модуля волнового вектора соответствуют диапазону изменения длины волны и, соответственно, энергии упругих колебаний

$$2Na\sqrt{3} \geq \lambda \geq 2a\sqrt{3}.$$

Принимая за начальное значение волнового числа для одномерной нанорешетки величину

$K_0 = 1/2Na$, для n – ой ячейки, где $1 \leq n \leq N$, волновое число представим в виде $K_n = 1/2na$. Следовательно, волновое число для n -ой ячейки в составе одномерной цепочки атомов определяется через начальное значение волнового числа первой ячейки $K_n = K_0 N/n$.

С учетом изложенного изменения волнового числа фонона в результате взаимодействия с другим фононом и решеткой в (4) и (5) определяются количественно

$$k_3 \pm K = k_3 \left(1 \pm \frac{N_3}{n} \right) = \frac{1}{2a_3 N_3} \left(1 \pm \frac{N_3}{n} \right), \quad (7)$$

где N_3 – число ионов в составе одномерной решетки. Из (7) следует, что особенно сильно влияние решетки на процессы рассеяния фононов проявляется в наноструктурах с малым значением N_3 , при перебросах в ближайшую ячейку $n \rightarrow 1$, что соответствует определению положения рассеянного фонона с точностью до постоянной решетки. В предельном случае рассеяния коротковолновых фононов в объеме единственной ячейки, когда $N_3 = 1$, $n = 1$, волновое число рассеянного или аннигилированного фонона принимает значения

$$k_3 + K = 2k_3, \quad k_3 - K = 0. \quad (8)$$

Первое из условий (8) означает, что один из аннигилировавших или распавшихся фононов получает от решетки энергию, равную энергии этого фонона, в результате чего импульс его удваивается за счет соответствующего увеличения волнового числа. Второе условие соответствует случаю полного поглощения энергии фонона, как результат сложения двух направленных противоположно равных по величине векторов импульса фонона и решетки. Нулевой результат аннигиляции означает, что два исходных фонона не взаимодействуют в объеме единственной ячейки, сохраняя неизменными энергетические характеристики. Нулевой результат распада фонона можно интерпретировать как появление нового фонона с бесконечной длиной волны и, соответственно, с нулевыми значениями импульса, частоты и энергии.

Рассмотренные механизмы взаимодействия фононов в объеме единственной ячейки являются маловероятными, но не теряющими своей значимости для формального математического описания событий. В соответствии с принципом неопределенности

вероятность рассеяния фононов с промежуточными результатами будет возрастать по мере расширения области взаимодействия, т.е. при увеличении n . Это соответствует еще большему увеличению N_3 . Численный анализ условия (7) показал, что наиболее значительные процессы взаимодействия фононов, с заметными изменениями импульсов и энергий, происходят при перебросах в ближайшие ячейки, т.е. при $n \rightarrow 1$ и средних значениях N_3 .

Рассмотренные механизмы изменения импульса фонона, когда в результате взаимодействия двух первичных фононов энергия вторичного соответствует ближайшему большему или последующим разрешенным уровням энергии, позволяют представить условие изменения импульса в виде

$$k_3 = k_1 \pm k_2 \pm K_1 \pm K_2 \pm K_3 \pm \dots, \quad (9)$$

где компоненты волнового числа K_1, K_2, K_3 отражают последовательный переход результирующего фонона на более высокие разрешенные уровни энергии, которые определяются в соответствии с (7). Нулевое значение этих компонентов соответствует нормальным процессам, когда взаимодействие с решеткой не происходит и выполняется условие сохранения импульса.

Выражения (1) – (9) отражают физические аспекты процессов фонон – фононного рассеяния с участием кристаллической решетки твердого тела. Формализация таких событий позволяет определить их закономерности с целью использования в системах обработки информации на уровне сигнальных фононных процессоров. Она может быть выполнена с различной степенью детализации событий. В частности, условия (3) и (4) соответствуют элементарной логической операции конъюнкции – “И”

$$\omega_3 \cdot k_3 = (\omega_1 \cdot k_1) \cdot (\omega_2 \cdot k_{2K}), \quad (10)$$

где k_{2K} изменяется в соответствии с (9). Используя обозначения $Y_3 = \omega_3 \cdot k_3$, $X_1 = \omega_1 \cdot k_1$, $X_{2Ki} = \omega_2 \cdot k_{2Ki}$, можно представить (10) в обобщенном виде

$$Y_3 = X_1 \cdot X_{2Ki}. \quad (11)$$

Использование формального логического условия (11) не исключает возможности содержательно-го семантического истолкования событий, подобных физическим закономерностям аннигиляции двух фононов в трехфононной системе. Высказыватель-

ная форма условия (11) может быть представлена выражением : вторичный фонон Y_3 появляется, если взаимодействуют два первичных с сохранением или без сохранения импульса в результате получения дополнительной энергии от решетки и перехода на более высокие разрешенные энергетические уровни. Вероятность переходов уменьшается по мере увеличения энергии уровней. Особенностью логической функции (11) является возможность, с учетом (10), перехода к многозначной логике, что значительно расширяет информационную базу фононных сигнальных процессоров.

Аналогичное преобразование условий (3) и (5) позволяет отобразить процесс распада первичного фонона на два вторичных логической функцией

$$Y_1 = X_3 \cdot X_{2Kj}, \quad (12)$$

где $Y_1 = \omega_1 \cdot k_1$ - первичный фонон, $X_3 = \omega_3 \cdot k_3$ - вторичный фонон, не взаимодействующий с решеткой, $X_{2Kj} = \omega_2 \cdot k_{2Kj}$ - вторичный фонон, передающий в процессе взаимодействия часть энергии решетке.

В состоянии термодинамического равновесия скорости аннигиляции и распада фононов равны, также как равны количества рассеиваемой и передаваемой решеткой энергий. Это приводит к условию

$$X_{2Ki} = X_{2Kj},$$

что эквивалентно дуальности логических функций Y_1 и Y_3 . Это формальное условие означает, что в условиях динамического равновесия аннигиляция фононов происходит из тех же энергетических состояний, которые образуются при распаде вторичного фонона в условиях равенства скоростей этих процессов. При отсутствии равновесия состояние фононной системы характеризуется преобладанием одного из процессов, что формально отображается логической операцией дизъюнкции – “ИЛИ”,

$$Y = Y_3 \vee Y_1. \quad (13)$$

Рассмотренные процессы фонон – фононного рассеяния и классификация их в понятиях дискретной математики относятся к числу неупругих взаимодействий, когда кристаллическая решетка участвует в обменных процессах, следствием чего является изменение импульса вторичных фононов. Упругое рассеяние фононов происходит при условии сохранения энергии и импульса. Формальное опре-

деление условий перехода от упругого рассеяния к неупругому расширяет логический базис сигнальных фононных процессоров и создает предпосылки для разработки эффективных алгоритмов обработки информации.

В приближении слабой ангармоничности процессов равновесное стационарное распределение фононов по состояниям (1) можно с погрешностью до одного дискретного уровня считать совпадающим с неравновесным. Тогда предельные значения энергий взаимодействующих по упругому механизму (3) фононов можно определить из условия

$$e^{h(v_1+v_2)/kT} = 2, \quad (14)$$

означающего, что на самом высоком для данной температуры энергетическом уровне может находиться не более одного фонона с энергией, равной сумме энергий аннигилирующих фононов. Из (12) следует, что энергетическая граница упругого рассеяния фононов может быть определена из условия

$$v = v_1 + v_2 \leq 1,46 \cdot 10^{10} T, \quad (15)$$

где V_1 и V_2 - частоты аннигилирующих фононов. При условии

$$\omega_1 + \omega_2 > 2\pi(v_1 + v_2) \quad (16)$$

рассеяние происходит с частичной передачей энергии решетке и изменением импульса по (2) таким образом, что выполняется логическое условие (11). Обратное по отношению к (16) неравенство

$$Y = \frac{2\pi(v_1 + v_2)}{\omega_1 + \omega_2} > 1 \quad (17)$$

следует рассматривать как операцию инверсии логической переменной (11), т. е. реализацию функции отрицания ‘НЕ’

$$Y = \bar{Y}_3. \quad (18)$$

Рассмотренные особенности фонон – фононного рассеяния на уровне правил отбора для трехфононных процессов показали возможность формализации физических эффектов с применением базисных логических функций “И”, “ИЛИ”, “НЕ” дискретной математики. Это обеспечивает необходимые условия для реализации цифровых устройств обработки информации с использованием в качестве носителей информации упругих колебаний узлов кристаллической решетки – фононов с различными энергетическими состояниями. В сочетании с известными ве-

роятностными распределениями фононов по энергиям, импульсам, длинам и временам пробега [2], [3], [4] такие особенности создают предпосылки для создания устройств многозначной и, в пределе, непрерывной логики с расширенными информационными возможностями.

Практическая реализация фононных сигнальных процессоров особенно перспективна применительно к наноструктурам, содержащим ограниченное число элементарных ячеек. В этом случае появляется возможность анализа конечного множества событий, замены бесконечных рядов в теоретических моделях процессов [2], [3], [4] конечными суммами, сужения пределов изменения параметров и оптимизации процессов энергоинформационного обмена.

Приведенные результаты учитывают только формально – логические особенности фонон – фононного рассеяния на акустической ветви колебаний

кристаллической решетки. Вопросы исследования особенностей физической реализации информационных режимов, оценки и оптимизации надежности, достоверности и производительности фононных сигнальных процессоров требуют специального анализа.

Литература

1. *Кайно Г.* Акустические волны: Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов/ Пер. с англ. – М.: Мир, 1990, - 656 с.
2. *Стильбанс Л.С.* Физика полупроводников. – М.: Советское радио, 1967, - 452 с.

О. М. КОЧУРОВ

АНАЛИЗ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК В КАНАЛЕ СВЯЗИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ПОМЕХ

Аннотация - Анализируется работа корреляционного приемника в условиях воздействия узкополосного гауссова шума в присутствии детерминированных помех. Рассмотрен сигнал с частотной манипуляцией с непрерывной фазой. Даются выражения для расчета вероятности ошибочного приема в таком канале связи.

В многочисленной литературе по цифровой связи [1–3, 6] преимущественно рассматривается канал с аддитивным узкополосным гауссовым шумом. Предположим, что помимо такого случайного шума в канале присутствует детерминированный мешающий сигнал. Это воздействие, также как случайный шум, является аддитивной составляющей принятого сигнала и неизбежно ухудшит условия приема.

Рассмотрим влияние детерминированного мешающего сигнала на корреляционный приемник, в присутствии узкополосного гауссового шума. Ограничимся рассмотрением ортогональных сигналов со случайной фазой, применяемых в системах с частотной манипуляцией с некогерентным приемником. Эти системы наиболее удобны для передачи информации по каналам с ограниченной мощностью.

Сигнал на входе приемника $r(t)$ складывается из полезной составляющей $s_i(t)$, детерминированных помех $d(t)$ и случайного шума $n(t)$: $r(t) = s_i(t) + d(t) + n(t)$. Здесь индекс $i = 1 \dots M$ указывает на номер передаваемого символа; M - объем словаря.

Для полезного сигнала можно записать:

$$s_i(t) = A \cos(\omega_i t + \varphi), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1 \dots M; \quad (1)$$

$$\Delta\omega = 2\pi m/T; \quad T = \pi n/\omega_i; \quad m, n \in N.$$

где ω_k - частота, соответствующая i -му символу, φ - начальная фаза - случайная величина, равновероятно принимающая значения от 0 до 2π ; T - длительность символа; $\Delta\omega$ - интервал между ближайшими частотами.

Процесс $n(t)$ - узкополосный гауссов шум с нулевым средним и одинаковой во всей полосе частот односторонней спектральной плотностью мощности

N_0 . $d(t)$ - известный детерминированный сигнал произвольной формы.

На основе сигнала $r(t)$ приемник формирует M комплексных корреляционных сумм

$$\dot{R}_i = \int_0^T r(t)e^{j\omega_k t} dt, \quad i = 1 \dots M \quad (2)$$

Линейность корреляционного приемника позволяет представить его выходной сигнал в виде суммы реакций на полезную и шумовые составляющие.

$$\dot{R}_i = \int_0^T s_i(t)e^{j\omega_k t} dt + \int_0^T d(t)e^{j\omega_k t} dt + \int_0^T n(t)e^{j\omega_k t} dt = \dot{S}_i + \dot{D}_i + \dot{N}_i \quad (3)$$

Решение о значении принятого символа принимается по принципу максимального правдоподобия. Выбирается тот символ, которому соответствует наибольшее значение модуля

$$R_i = |\dot{R}_i| = \sqrt{R_{ci}^2 + R_{si}^2} = \sqrt{(S_{ci} + D_{ci} + N_{ci})^2 + (S_{si} + D_{si} + N_{si})^2}$$

Для наглядной иллюстрации процесса обработки сигнала корреляционным приемником воспользуемся геометрической интерпретацией (см. рис. 1). Комплексные выходные сигналы корреляторов изобразим векторами на комплексной плоскости. Полную шумовую составляющую будем обозначать $E_k = D_k + N_k$; суммарную реакцию коррелятора $R_i = S_i + D_i + N_i$.

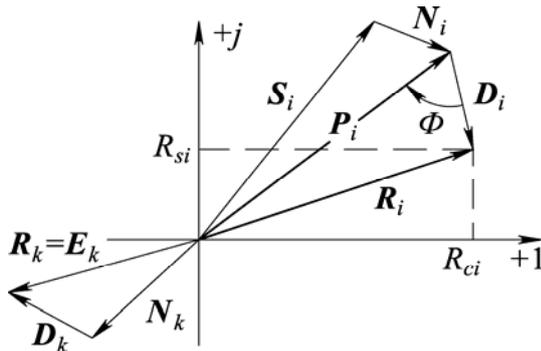


Рис. 1. Векторная диаграмма, поясняющая работу корреляционного приемника

При передаче некоторого символа с номером i S_i не равен нулю. Для всех остальных корреляторов с номером $k \neq i$ имеем $S_k = 0$ и $R_k = E_k$, так как полезный сигнал фиксируется на выходе только одного коррелятора.

Символ $i = 1$ будет принят верно при условии, что длины всех векторов $E_{2..M}$ окажутся меньше

величины R_1 , а вероятность безошибочного приема есть вероятность того, что $E_{2..M} < R_1$:

$$P_{C1} = P(E_2 < R_1, E_3 < R_1, \dots, E_M < R_1) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(E_2 < R_1, E_3 < R_1, \dots, E_M < R_1 | R_1 = r) f_{R_1}(r) dr$$

Будем обозначать $F_{E_k}(r)$ функцию распределения $R_k = E_k$ ($k = 2 \dots M$), $f_{R_1}(r)$ - плотность распределения R_1 .

Так как

$$P(E_k < R_1 | R_1 = r) = F_{E_k}(r), \quad k = 2 \dots M,$$

то

$$P_{C1} = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{R_1}(r) \prod_{k=2}^M F_{E_k}(r) dr$$

И вообще, для i -го символа

$$P_{Ci} = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{R_i}(r) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^M F_{E_k}(r) dr$$

Вероятность ошибки может быть найдена с учетом вероятности появления каждого символа P_i :

$$P_E = \sum_{i=1}^M (1 - P_{Ci}) P_i = \sum_{i=1}^M \left(1 - \int_{-\infty}^{+\infty} f_{R_i}(r) \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^M F_{E_k}(r) dr \right) P_i \quad (4)$$

Для нахождения вероятности P_E необходимо знать плотность распределения длины вектора R_i и функцию распределения длины вектора E_k .

Определим детерминированные составляющие векторов и вероятностные характеристики случайных составляющих.

Из (2, 3) следует, что

$$S_i = \left| \int_0^T s_i(t)e^{j\omega_k t} dt \right|; \quad D_k = \left| \int_0^T d(t)e^{j\omega_k t} dt \right| \quad (5)$$

Так как $s_i(t)$ представляет собой систему ортогональных сигналов (1), то

$$S_i = S \equiv AT/2 \quad (6)$$

Найдем законы распределения и вероятностные характеристики случайных составляющих реакций коррелятора N_{si}, N_{ci} :

$$N_{ci} = \int_0^T n(t) \cos(\omega_i t) dt, \quad N_{si} = \int_0^T n(t) \sin(\omega_i t) dt$$

Интеграл центрированного нормального случайного процесса есть случайная величина, подчиненная нормальному закону распределения с нулевым средним [4]. Дисперсия величин N_{ci} и N_{si} может быть определена по формуле [4]:

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \int_0^T \int_0^T \cos \omega_i t_1 \cos \omega_i t_2 B(t_2 - t_1) dt_1 dt_2 = \\ &= \int_0^T \int_0^T \sin \omega_i t_1 \sin \omega_i t_2 B(t_2 - t_1) dt_1 dt_2 \end{aligned} \quad (7)$$

где $B(t_2 - t_1)$ - автокорреляционная функция случайного процесса $n(t)$.

Для узкополосного случайного процесса корреляционная функция известна [5]:

$$B(\tau) = \frac{\Delta\omega N_0}{2\pi} \operatorname{sinc} \frac{\Delta\omega\tau}{2} \cos \omega_0 \tau,$$

где $\Delta\omega$ - ширина полосы пропускания; N_0 - односторонняя спектральная плотность процесса $n(t)$; ω_0 - центральная частота.

В этом случае вычисление интегралов (7) дает:

$$\sigma^2 = N_0 T / 4. \quad (8)$$

Вектор \mathbf{E}_k имеет две составляющие: детерминированную \mathbf{D}_k , и случайную N_k . Его длина

$$E_k = \sqrt{(D_{ck} + N_{ck})^2 + (D_{sk} + N_{sk})^2}.$$

Установили, что N_{ck} , N_{sk} - независимые случайные величины, подчиненные нормальному закону распределения с нулевым средним и одинаковой дисперсией σ^2 ; D_{ck} , D_{sk} - детерминированные величины (5). Известно [6], что длина вектора \mathbf{E}_k , образованного таким способом, есть случайная величина с законом распределения Релея-Райса:

$$f_{E_k}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2 + D_k^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rD_k}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (9)$$

Функция распределения закона Релея-Райса определяется интегрированием (9):

$$F_{E_k}(r) = \int_0^r \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2 + D_k^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rD_k}{\sigma^2}\right) dr$$

Обычно функцию распределения Релея-Райса выражают через Q-функцию Маркума

$$Q(a, b) = \int_b^\infty x e^{-\frac{x^2 + a^2}{2}} I_0(ax) dx$$

Тогда

$$F_{E_k}(r) = 1 - Q\left(\frac{D_k}{\sigma}, \frac{r}{\sigma}\right). \quad (10)$$

Вектор \mathbf{R}_i есть сумма вектора \mathbf{S}_i , соответствующего полезному сигналу $s(t)$, вектора \mathbf{D}_i , соответствующего детерминированной помехе $d(t)$, и вектора \mathbf{N}_i , соответствующего реакции на шум $n(t)$. Для нахождения закона распределения длины вектора \mathbf{R}_i удобно представить его как сумму вектора $\mathbf{P}_i = \mathbf{S}_i + \mathbf{N}_i$ и вектора \mathbf{D}_i (см. рис. 1). Очевидно, что \mathbf{P}_i характеризуется законом распределения Релея-Райса, как это было прежде с длиной вектора \mathbf{E}_k , с той же дисперсией σ^2 и математическим ожиданием $S_i \equiv S$:

$$f_p(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\frac{\rho^2 + S^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\rho S}{\sigma^2}\right), \quad \rho \geq 0$$

Фаза полезной составляющей $s(t)$ изначально предполагалась случайной. Поэтому случайным оказывается и угол Φ между векторами \mathbf{P}_i и \mathbf{D}_i , очевидно, имеющий значение для геометрического сложения этих векторов. Есть все основания полагать угол Φ случайной величиной, распределенной равномерно на интервале от 0 до 2π .

Тогда R_i можно представить функцией двух случайных величин - P_i с законом распределения Релея-Райса и Φ с законом равной вероятности. Запишем эту функцию:

$$R_i = \psi(\rho, \varphi) = \sqrt{\rho^2 + D_i^2 - 2\rho D_i \cos \varphi}.$$

Воспользуемся известной формулой для закона распределения функции двух случайных величин [7], которая с учетом независимости P и Φ запишется так:

$$F_{R_i}(r) = \iint_{\psi(\rho, \varphi) < r} f_p(\rho) f_\Phi(\varphi) d\rho d\varphi$$

Подставив вместо $f_p(\rho)$ плотность распределения Релея-Райса, вместо $f_\Phi(\varphi)$ плотность равномерного распределения на интервале от 0 до 2π , получим:

$$F_{R_i}(r) = \frac{1}{2\pi} \iint_{\psi(\rho, \varphi) < r} \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\frac{\rho^2 + S^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\rho S}{\sigma^2}\right) d\rho d\varphi$$

Удобно считать $f_P(\rho)$ и $\psi(\rho, \varphi)$ заданными в системе цилиндрических координат (ρ, φ, z) , где z - аппликата, ρ, φ - полярные координаты, причем угол φ отсчитывается от вектора P_i . При этом кривая $\psi(\rho, \varphi) = r$ представляет собой окружность с центром в точке $(D_i, 0)$ радиусом r (см. рис. 2).

Этот интеграл в его геометрической интерпретации численно равен объему тела, ограниченного плоскостью $z = 0$, цилиндрической поверхностью с окружностью $r = \psi(\rho, \varphi)$ в основании и поверхностью $z = \theta(\rho)$ (см. рис. 2), где

$$\theta(\rho) = \frac{f_P(\rho)}{\rho} = \frac{1}{\sigma^2} e^{-\frac{\rho^2 + S^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\rho S}{\sigma^2}\right). \quad (11)$$

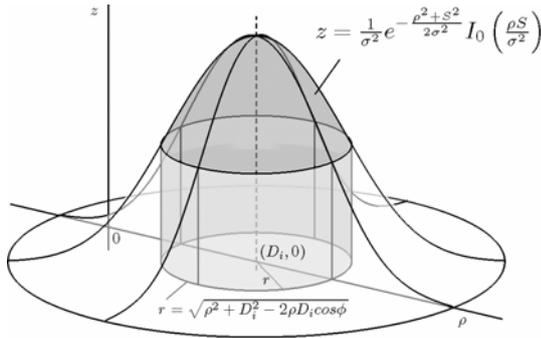


Рис. 2. Геометрическая интерпретация интеграла, выражающего закон распределения функции двух случайных величин

Перепишем интеграл с использованием введенного обозначения:

$$F_{R_i}(r) = \frac{1}{2\pi} \iint_{\psi(\rho, \varphi) < r} \rho \theta(\rho) d\rho d\varphi$$

Перейдем к другой системе полярных координат (ρ', φ', z) так, чтобы центр окружности, задающей область интегрирования, точка D_i , оказалась в начале координат (см. рис. 3):

$$\rho' = \sqrt{D_i^2 + \rho^2 - 2\rho D_i \cos \varphi};$$

$$\rho = \sqrt{D_i^2 + \rho'^2 + 2\rho' D_i \cos \varphi'};$$

$$\varphi' = \arcsin \frac{\rho \sin \varphi}{\rho'}; \quad \varphi = \arcsin \frac{\rho' \sin \varphi'}{\rho}$$

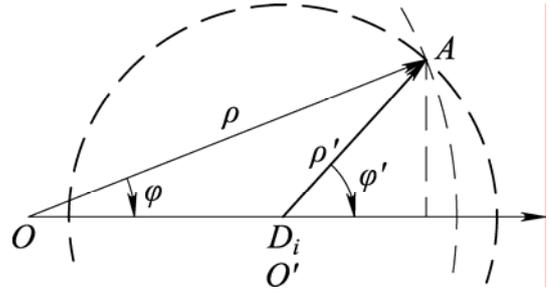


Рис. 3. Замена системы координат

Это дает возможность легко задать пределы интегрирования:

$$F_{R_i}(r) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^r \rho' \cdot \theta\left(\sqrt{D_i^2 + \rho'^2 + 2\rho' D_i \cos \varphi'}\right) d\rho' d\varphi'. \quad (12)$$

Не пытаясь преобразовать это выражение, перейдем к плотности распределения, дифференцируя (12) по переменной r , входящей в пределы интегрирования. Для удобства снова будем обозначать угол φ (без штриха):

$$\begin{aligned} f_{R_i}(r) &= \frac{\partial}{\partial r} F_{R_i}(r) = \\ &= \frac{r}{2\pi} \int_0^{2\pi} \theta\left(\sqrt{D_i^2 + r^2 + 2r D_i \cos \varphi}\right) d\varphi \end{aligned} \quad (13)$$

Этот интеграл не может быть упрощен и должен быть вычислен численным методом. Формула (13) представляет собой закон распределения вектора R_i , образованного суммой векторов, один из которых (R_i) имеет нормально распределенные координаты со средними S_{ci}, S_{si} и дисперсию σ^2 , а другой (D_i) - детерминированную длину D_i , но случайную фазу.

Подставив выражения (10, 13) в (4), с использованием (11), получим вероятность корректного приема i -го символа. Параметры $S, D_{i,k}, \sigma^2$ определяются формулами (5, 6, 8).

Приведенный подход был применен к анализу канала передачи данных по электрическим распределительным сетям, где, помимо случайных помех, присутствуют детерминированные периодические помехи, обусловленные протеканием по сети токов частоты 50 Гц.

Литература

1. Финк Л.М., Теория передачи дискретных сообщений, изд. 2-е. - М.: Сов. радио, 1970. - 728 с.

2. *Витерби Э.Д.*, Принципы когерентной связи. - М.: Сов. радио, 1970. - 392 с.

3. *Lindsey W.C., Simon M.K.*, Telecommunication Systems Engineering, New York, Dover Publications, Inc, 1991.

4. *Левин Б.Р.*, Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. первая., изд. 2-е. - М.: Сов. радио., 1974. - 552 с.

5. *Тихонов В.И.*, Статистическая радиотехника. - 2-е изд. - М.: Радио и связь, 1982. - 624 с.

6. *Proakis J.G.*, Digital Communications, 4th ed., New York, McGraw-Hill, 2001.

7. *Вентцель Е.С.*, Теория вероятностей: учеб. для вузов. - 7-е изд. - М.: Высш. шк., 2001. - 575 с.

А.К. ФИЛИППОВ

ДИНАМИЧЕСКИ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫЕ СИСТЕМЫ КАК СРЕДСТВО РЕАЛИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

Аннотация - Статья посвящена вопросам реализации систем адаптивной обработки цифровых сигналов на базе динамически реконфигурируемых ПЛИС. Обоснована целесообразность такого подхода, указано на перспективность построения вычислителей на основе дуальной схемы «RISC-процессор – динамически реконфигурируемая ПЛИС». Приведены примеры реализации алгоритмов вычисления элементарных функций и кодирования двумерных цифровых сигналов на базе динамически реконфигурируемых систем.

Одной из наиболее важных тенденций, характерных для современного этапа развития электронных средств, является их усложнение. В ряде случаев это обусловлено тем, что при решении многих научно-технических задач приходится прибегать к использованию адаптивных систем, которые относятся к классу сложных [1]. В настоящее время подобные системы применяются в таких областях, как связь, управление, обработка изображений, биомедицинская электроника и так далее [1-5]. Все это определяет необходимость поиска таких методов и методик реализации адаптивных систем, которые позволят, с одной стороны, расширить их функциональные возможности, а с другой – сократить время проектирования и стоимость конечных изделий.

Одним из наиболее очевидных способов классификации адаптивных систем является их разделение на две большие группы [1]:

– системы, использующие адаптацию *без обратной связи* (рис. 1);

– системы, использующие адаптацию *с обратной связью* (рис. 2).

Процесс адаптации без обратной связи состоит в следующем [1, 6-7]:

1) проводятся измерения характеристик входного сигнала и определяются его необходимые параметры;

2) полученная зависимость формализуется в виде алгоритма адаптации;

3) алгоритм адаптации реализуется как автономный модуль и регулирует устройство обработки (УО) в соответствии с заложенной зависимостью.

При адаптации с обратной связью коррекции в алгоритм адаптации вносятся автоматически в рабочем режиме, и определяется их влияние на выходной сигнал с целью оптимизации параметров функционирования системы [1]. В литературе, как правило (например [1, 2]), значительное внимание уделяется разработке именно алгоритма адаптации, который справедливо считается наиболее интеллектуальной частью системы. Однако при реализации алгоритмов адаптивной обработки следует учитывать взаимосвязь между алгоритмом адаптации и УО входного сигнала, поскольку от каждого из них зависит, будет ли способна система обрабатывать данные в режиме реального времени или нет. В связи с этим целесообразно рассмотреть различные

варианты взаимодействия между алгоритмом адаптации и УО адаптивной системы.

В зависимости от типа регулирующего воздействия, которое оказывает алгоритм адаптации на УО, и от структурной организации УО адаптивные системы могут быть реализованы как *самоадаптирующиеся* и *самоорганизующиеся*. Принцип функционирования самоадаптирующихся адаптивных систем (СНАС) заключается в изменении некоторого набора параметров УО при сохранении его структуры в неизменном виде (на практике это соответствует, например, изменению коэффициентов цифрового фильтра). Для самоорганизующихся адаптивных систем (СОАС) характерно, напротив, формирование новой структуры УО при его регулировании с помощью алгоритма адаптации, что соответствует, например, замене цифрового фильтра одного типа на другой.

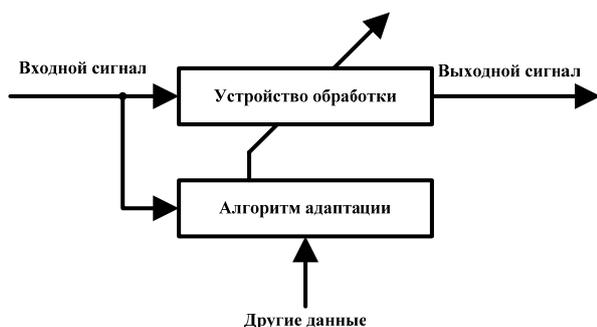


Рис. 1. Обобщенная схема адаптивной системы без обратной связи

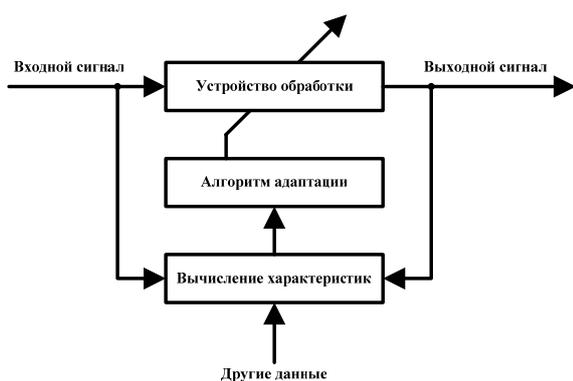


Рис. 2. Обобщенная схема адаптивной системы с обратной связью

Априорно можно утверждать, что способы реализации адаптивных систем различных видов могут значительно отличаться друг от друга. Для определения наиболее эффективных путей реализации не-

обходимо провести их анализ. Как известно, алгоритмы могут быть реализованы программно, аппаратно и аппаратно-программно. Под программным подходом понимается реализация алгоритмов на базе любых устройств, построенных на основе принципа программного управления фон Неймана, - персональных компьютерах, специализированных процессорах, микроконтроллерах, цифровых сигнальных процессорах и так далее. Главными недостатками данного способа реализации адаптивных систем являются следующие:

- при использовании универсальных процессоров: сложность обеспечения режима реального времени при обработке сигналов из-за отсутствия специализированных операций в арифметико-логическом устройстве процессора и в сопроцессоре;
- при использовании специализированных и проблемно-ориентированных процессоров: высокая себестоимость изделия.

При аппаратной реализации на базе заказных и полужаказных микросхем значительно увеличиваются себестоимость и время разработки. Кроме того, аппаратная реализация СОАС во многих случаях или значительно затруднена (при проектировании необходимо закладывать все возможные структуры УО в одну микросхему), или вообще невозможна (в случае значительного числа возможных структур УО). Аппаратно-программная реализация адаптивных систем представляется наиболее целесообразной, поскольку в рамках данного подхода к настоящему времени сформировалось новое, весьма перспективное направление – динамически реконфигурируемые системы. Оно значительно отличается от традиционного, которое заключается в комбинировании аппаратных и программных решений для достижения приемлемых значений по ряду критериев (например, таких, как себестоимость, производительность, массогабаритные характеристики).

Динамически реконфигурируемые системы (ДРС, dynamic(ally) reconfigurable systems, run-time reconfigurable systems, adaptive computing systems) – это класс вычислителей, способных менять свою внутреннюю структуру непосредственно в процессе функционирования. Основой таких устройств являются динамически реконфигурируемые ПЛИС (ДР ПЛИС), а главными достоинствами – гибкость и простота проектирования (по сравнению с заказными микросхемами), потенциально высокий параллелизм при выполнении различного рода операций [8].

К настоящему времени предложено большое число различных ДРС (например [8 – 12]), но все они состоят, как минимум, из трех основных элементов (рис. 3):

- **процессора** (точнее управляющего автомата, который, как правило, реализуется на основе процессорного ядра),
- динамически реконфигурируемого модуля на базе **ДР ПЛИС**;
- запоминающего устройства (**памяти** системы).

Краткий обзор и классификация основных типов ДРС представлены в [13]. Их наиболее существенными отличиями, которые определяют производительность, функциональность и область применения, являются:

- распределение функций управляющего и операционного автоматов между ДР ПЛИС и процессором, а также их взаимодействие при выполнении параллельных вычислений;
- организация памяти в системе и доступа к ней для каждого элемента ДРС.

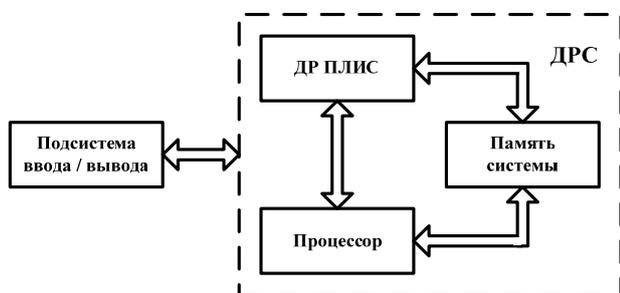


Рис. 3. Обобщенная структурная схема ДРС

Говоря о разделении функций управляющего и операционного автоматов между процессором и динамически реконфигурируемым узлом, следует отметить, что в самом простейшем случае ДР ПЛИС может использоваться как математический сопроцессор [10]: все управляющие операции и большинство вычислительных операций выполняет процессор – на ДР ПЛИС возложен ряд специфических операций (например, операции с плавающей запятой, вычисление элементарных и других функций, выполнение различных математических преобразований и так далее). Существует и кардинально противоположная альтернатива рассмотренному подходу. Так в [11] показано, что набор команд в процессоре, который входит в состав ДРС, может не обладать свойством функциональной полноты, то есть не

включать вычислительные операции, выполнение которых возложено на ДР ПЛИС. Однако такой подход к организации вычислений не всегда эффективен, так как его область применения ограничена целым рядом условий (для случая расчета элементарных функций на базе ДРС условия рассмотрены в [7]). Кроме того, исключение вычислительных операций из набора команд процессора делает невозможным выполнение параллельных вычислений в процессоре и ДР ПЛИС, что, с одной стороны, позволяет значительно упростить управляющий автомат, но с другой – снижает производительность ДРС.

Важным достоинством ДРС является то, что они могут сочетать в себе преимущества **CISC** (Complex Instruction Set Computer – вычислитель с полным набором команд) и **RISC** (Reduced Instruction Set Computer – вычислитель с сокращенным набором команд) архитектур [13]. В этом случае используются:

- **RISC-процессор** (например, на основе одного из семейств ARM – ARM7 или ARM9), система команд которого должна быть дополнена специальными управляющими операциями, позволяющими обеспечить наиболее эффективное взаимодействие с ДР ПЛИС (функциональное описание дополнительных операций и обоснование их необходимости представлено в [11]);

- **ДР ПЛИС**, на основе которой реализуется выполнение всех сложных математических операций и преобразований.

Преимущества подобного подхода становятся очевидны при обработке мультимедийных данных, что требует, как правило, последовательного выполнения значительного числа трудоемких однотипных операций (например, фильтрация, дискретные ортогональные и биортогональные преобразования) над большими массивами данных. В этом случае, во-первых, становится возможным использование специального математического аппарата (расчет так называемых составных функций) [13–17], что, с одной стороны, приводит к резкому сокращению общего количества операций (например, нет необходимости сохранять результаты промежуточных вычислений в регистровом файле) и, с другой стороны, подобные вычисления не могут применяться в процессорах с RISC-архитектурой по вполне понятным причинам.

Во-вторых, в виду высокого внутреннего параллелизма алгоритмов обработки мультимедийных данных ДРС может функционировать не только как SIMD (Single Instruction Stream-Multiple Data Stream – одиночный поток команд и множественный поток данных), но и как MIMD (Multiple Instruction Stream-Multiple Data Stream – множественный поток команд и множественный поток данных) вычислитель, потому что ПЛИС допускает взаимодействие нескольких параллельно функционирующих процессов, которые обмениваются данными друг с другом. В этом случае выполнение одной команды над k потоками данных реализуется в виде k процессов в ДР ПЛИС. Причем значение переменной k может меняться от команды к команде, что делает подобные ДРС более гибкими, чем соответствующие мультипроцессорные MIMD-системы (например, CRAY Y-MP, Denelcor HEP, BBN Butterfly, Intel Paragon, CRAY T3D). Внутренняя структура ДР ПЛИС, функционирующей в режиме MIMD-вычислителя, представлена на рис. 4. Таким образом, число параллельно выполняемых команд и обрабатываемых потоков данных ограничивается:

– логической емкостью ДР ПЛИС, а также их количеством в составе ДРС;

– пропускной способностью канала «память – ДР ПЛИС».

ДРС позволяют по-новому взглянуть на способы реализации адаптивных систем: по определению СНАС не требуют изменения внутренней структуры, то есть использование ДРС для реализации СНАС нецелесообразно. Для СОАС, напротив, применение ДРС является наиболее адекватным подходом, позволяющим обеспечить достаточную гибкость, сравнимую с программной реализацией, при значительно более высоком быстродействии. Следовательно, необходимо рассмотреть различные варианты реализации СОАС на базе ДРС:

– **СОАС без обратной связи:** наиболее эффективной представляется реализация алгоритма адаптации на базе процессора (программно, что обусловлено его относительной простотой), а УО – на базе ДР ПЛИС (аппаратно). Выбор описанного подхода обусловлен методом формирования алгоритма адаптации у СОАС без обратной связи – зависимость выявляется, формализуется и остается неизменной при обработке данных, что обуславливает относительную простоту расчетов, связанных с выбором соответствующих структур УО, а значит, и ДР ПЛИС. Пример реализации СОАС без обратной

связи, предназначенной для вычисления элементарных и составных функций, рассмотрен в [6, 7, 18].

– **СОАС с обратной связью:** распределение функций между процессором и ПЛИС представляет собой отдельную научную задачу (в рамках направления co-design) – это относится как УО, так и к другим элементам адаптивной системы. Пример проектирования СОАС с обратной связью, предназначенной для компрессии видеоданных для узкополосных радиосистем, представлен в [19].

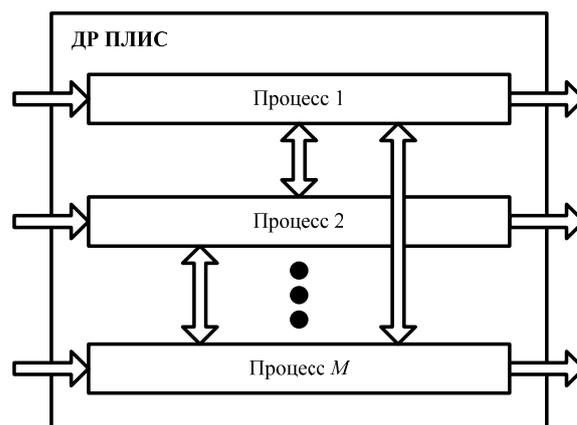


Рис. 4. Функционирование ДРС в режиме MIMD-вычислителя

Описание и фотографии экспериментальных устройств, использовавшихся для реализации подобных систем, представлены соответственно в таблицах 1-2 и на рис. 5-6 [20].

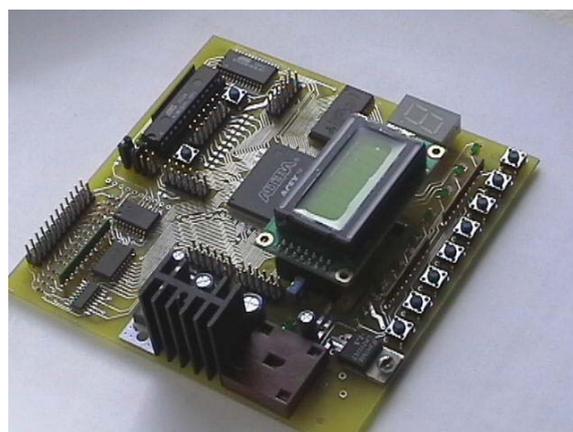


Рис. 5. Аппаратно-программный комплекс для исследования различных архитектур ДРС

Подобные СОАС могут быть реализованы в виде одной микросхемы – Programmable-System-on-a-Chip (PSoC, программируемой системы на кристалле), структура которой показана на рис. 7. Такая микросхема должна включать в себя следующие элементы:

- RISC-процессор;

- ДР ПЛИС;
- запоминающие устройства различного типа (ОЗУ, flash-память и т.д.);
- типовые параметризуемые аппаратные модули – умножители, сумматоры, делители и т.д. (они могут быть также спроектированы как часть ДР ПЛИС);
- модули программируемых межсоединений, подобные тем, что используются в ПЛИС;
- буферизованные каналы ввода-вывода данных в PSoC.

Таблица 1. – Технические характеристики печатной платы на базе ПЛИС

Элемент	Описание
ПЛИС	EP1K100 (Altera ACEX1K)
Микроконтроллер	ATMEGA8L-8PI
Статическая ОЗУ с произвольным доступом (SRAM)	AS7C34096 (8x512 Кбит)
Перепрограммируемая Flash-память	AT45DB081B (1 Мбайт)
Периферийные устройства ввода/вывода	Порт LPT (EPP)



Рис. 6. Плата «TMS320DM642 evaluation module» фирмы Spectrum Digital

Использование подобных устройств позволит сократить время и сложность проектирования СО-АС, а также повысить их производительность. Кроме того, они могут быть использованы при решении достаточно широкого класса задач (цифровая обработка сигналов, трехмерная графика, автоматическое управление и прочее), что позволяет обеспечить большой объем выпуска таких микросхем.

Таблица 2. – Технические характеристики отладочной платы «TMS320DM642 evaluation module»

Элемент	Описание
Сигнальный процессор	TMS320DM642 (720 МГц)
ПЛИС (FPGA)	XC2S300 (Xilinx Spartan)
Динамическая ОЗУ с произвольным доступом (SDRAM)	MT48LC4M32B2 (4Mx32x2)
Видео АЦП	TVP5416, TVP5150A
Видео ЦАП	SAA7105
Перепрограммируемая Flash-память	AM29LV033C (4 Мбайта)
Периферийные устройства ввода/вывода	PCI, Ethernet 10/100 Мбит

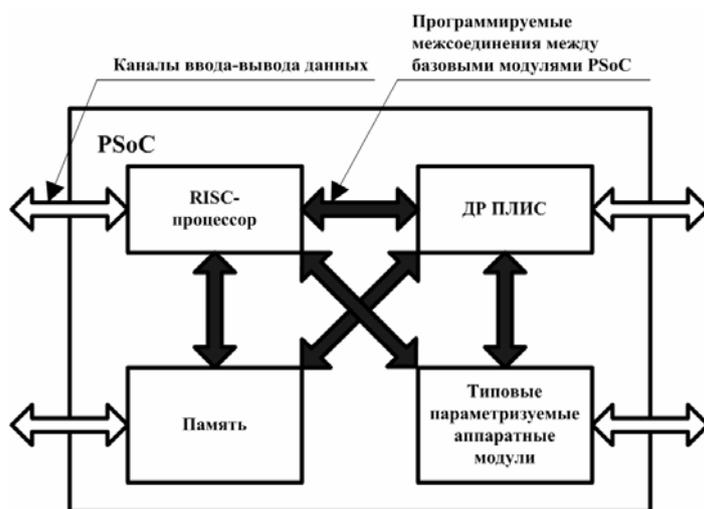


Рис. 7. Структура PSoC для реализации ДРС различных архитектур

Литература

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
2. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: Учебник / Под ред. Н.Д. Егупова; издание 2-ое, стереотипное. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 744 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.:

Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 1104 с.

4. **Гонсалес Р., Вудс Р.** Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

5. **Filippov A.K.** The efficient implementation of specialized systems for optical quality control // Proceedings of the International Conference “Perspective technology in the mass media – PTMM’2005”. – Vladimir: Vladimir State University, 2005. – pp.97-100.

6. **Филиппов А.К.** Обработка информации на основе системы адаптивного вычисления прямых тригонометрических функций // Проектирование и технология электронных средств. – 2005. - №1. – С. 2-8.

7. **Филиппов А.К.** Метод обработки информации для систем адаптивного вычисления прямых тригонометрических функций / Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. – Владимир: ВлГУ, 2005. – 16 с.

8. **Fey D., Kasche B., Burkert C., Tschüchle O.** Specification for a reconfigurable optoelectronic VLSI processor suitable for digital signal processing // Applied Optics, 1998, v. 37, №. 2, pp. 284 – 295.

9. **Wirthlin M.J., Hutchings B.L.** A dynamic instruction set computer // Proceedings of the IEEE Symposium on FPGAs for Custom Computing Machines, 1995. – pp. 99-107.

10. **Руфицкий М.В., Федотов М.Ю.** Применение ПЛИС в качестве динамически реконфигурируемого сопроцессора // Электроника, информатика и управление: Сборник научных трудов преподавателей, сотрудников и аспирантов, Вып. 1 – Владимир: ВлГУ, 2000. – С. 158-163.

11. **Руфицкий М.В., Филиппов А.К.** Базовые принципы построения адаптивных вычислительных устройств // Проектирование и технология электронных средств. – 2003. - №2. – С. 2-5.

12. **Филиппов А.К.** Базовые принципы построения комплементарных вычислительных устройств // Электроника, информатика и управление:

Сборник научных трудов преподавателей, сотрудников и аспирантов, Вып. 5 – Владимир: ВлГУ, 2004. – С. 5-8.

13. **Филиппов А.К.** Перспективы развития динамически реконфигурируемых систем // Проектирование и технология электронных средств. – 2005. - №4. – С. 27-31.

14. **Байков В.Д., Смолков В.Б.** Специализированные процессоры: итерационные алгоритмы и структуры. – М.: Радио и связь, 1985. – 288 с.

15. **Аристов В.В.** Интегро-алгоритмические вычисления. – Киев: Наукова думка, 1980. – 190 с.

16. **Филиппов А.К.** Расчет прямых тригонометрических функций с использованием способа непосредственной проверки сходимости // Электроника, информатика и управление: Сборник научных трудов преподавателей, сотрудников и аспирантов, Вып. 5 – Владимир: ВлГУ, 2004. – С. 20-32.

17. **Филиппов А.К.** Исследование возможности применения способа непосредственной проверки сходимости для расчета значений прямых тригонометрических функций // Проектирование и технология электронных средств. – 2004. - №2. – С. 50-55.

18. **Руфицкий М.В., Филиппов А.К.** Адаптивное устройство вычисления прямых тригонометрических функций // Материалы Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций». – Самара: СГАУ, 2004. – С. 20-22.

19. **Filippov A.K. et al.** An Adaptive Wavelet-based Video Compression Algorithm for Very Low Bitrate Applications in Digital Broadcasting Systems // Proceedings of the 7th Workshop “Digital Broadcasting”. – Erlangen, Germany: Fraunhofer Institute for Integrated Circuits, 2006. – pp.73-85.

20. **Ивленков М.Ю., Филиппов А.К.** Аппаратно-программный комплекс для исследования и отладки динамически реконфигурируемых систем // Электроника, информатика и управление: Сборник научных трудов преподавателей, сотрудников и аспирантов, Вып. 5 – Владимир: ВлГУ, 2004. – С. 8-13.

Ю.П. МАКСИМОВ

СПОСОБ ОЦЕНКИ ВЕРОЯТНОСТИ ИСКАЖЕНИЯ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА НА ВХОДЕ ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА

Аннотация - Рассмотрен метод использования автокорреляционной функции для распознавания полезного сигнала. Предложен способ вычисления автокорреляционной функции, обеспечивающий устойчивый прием информации.

Для учета динамики случайного процесса на входе цифрового приемника необходимо иметь устройство, которое разделяло бы случайный процесс на интервалы стационарности.

Рассмотрим метод использования автокорреляционной функции для распознавания полезного сигнала, основанный на измерении интервала корреляции помехи по среднему числу нулей реализации гауссовского процесса [1].

Динамику случайного процесса на входе приемника можно оценивать, например, с помощью корреляционной функции помехи. Будем считать, что предполагаемая модель помехи может быть описана какой-то конкретной корреляционной функцией $R(\tau)$, тогда отклонениями корреляционной функции помехи являются изменения ее вида, т.е.

$$R(\tau) \in R\{R_1(\tau), R_2(\tau), \dots, R_n(\tau)\}, \quad (1)$$

где $R_1(\tau), R_2(\tau), \dots, R_n(\tau)$ – некоторое множество корреляционных функций, описывающих воздействие помехи на приемное устройство.

Чем больше n , тем точнее описывается реальная ситуация приема информации при воздействии помех.

Рассмотрим в качестве примера R при $n=3$ со следующими корреляционными функциями:

$$\begin{aligned} R_1(\tau) &= e^{-\rho|\tau|} \cdot (1 + \rho|\tau|), \\ R_2(\tau) &= e^{-\rho|\tau|} \cdot (1 + \rho|\tau| + \frac{\rho^2\tau^2}{3}), \\ R_3(\tau) &= e^{-\left(\frac{\rho\tau}{2}\right)^2}. \end{aligned} \quad (2)$$

Случайный процесс на входе приемного устройства необходимо «нарезать» на интервалы стационарности, что позволит повысить его помехо-

устойчивость за счет оптимизации выбора весовых коэффициентов.

Процесс обработки информации в приемном устройстве осуществляется по циклам. Каждый цикл состоит из M тактов. Длительность такта определяется:

$$T = n \tau,$$

где τ – длительность элементарного сигнала; n – число элементарных сигналов в одном такте.

Если за τ принять максимальное время корреляции, то для определения длительности такта с точностью 2% должно соблюдаться соотношение [2]:

$$T = 16 \tau, \text{ т.е. } n \geq 16.$$

Значение элементарного сигнала определяется путем суммирования весовых коэффициентов в приемном устройстве.

На каждом такте формируется оценка вероятности искажения.

$$\mathfrak{f} = \frac{m}{n},$$

где m - число искаженных символов за один такт.

Число m определяется следующим образом. Элементарный сигнал считается искаженным, если φ - весовой коэффициент, присвоенный реализации сигнала, меньше порогового (φ_n).

Тогда

$$m = \begin{cases} 1, & \text{если } \varphi < \varphi_n \\ 0, & \text{если } \varphi \geq \varphi_n \end{cases}$$

Средняя оценка вероятности искажения за один цикл равна:

$$\bar{P}_j = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \mathfrak{f}_{ij},$$

где $i = 1, \dots, M$ - номер такта; j - номер цикла.

В работе [3] показано, что оценка интервала корреляции для $R\{R_1(\tau), \dots, R_n(\tau)\}$ может быть вычислена по формуле:

$$\epsilon_{кор} = 2/\bar{H}, \quad (3)$$

где \bar{H} – среднее число пересечений реализацией нулевого уровня в единицу времени.

Для нашего случая

$$\bar{H} = \frac{H_j}{M \cdot T},$$

где: H – число пересечений реализацией нулевого уровня в течение j -го цикла; M – число тактов в одном цикле; T - длительность такта в одном цикле.

Тогда

$$\epsilon_{кор} = \frac{2 \cdot M \cdot T}{H_j}.$$

Если считать M и T – постоянными, то оценка интервала корреляции помехи зависит лишь от H_j

$$H_i = \sum_{j=1}^M H_j$$

$$H_i = \begin{cases} 1, & \text{если } \text{sign}(\hat{P}_{(i-1)j} - \bar{P}_{j-1}) \neq \\ & \text{sign}(\hat{P}_{ij} - \bar{P}_{j-1}) \\ 0, & \text{если } \text{sign}(\hat{P}_{(i-1)j} - \bar{P}_{j-1}) = \\ & \text{sign}(\hat{P}_{ij} - \bar{P}_{j-1}) \end{cases}$$

Оценку потерь для предложенного способа произведем по дисперсии суммарной ошибки, которая определяется:

$$D_{\Sigma} = D_S + D_{\eta},$$

где D_S - дисперсия ошибки обработки полезного сигнала;

D_{η} - дисперсия помехи.

Считая $D_S \ll D_{\eta}$, имеем $D_{\Sigma} \approx D_{\eta}$. Дисперсия помехи определяется:

$$D_{\eta} = \int_{-\infty}^{\infty} |\Phi(j\omega)|^2 \cdot S(\omega) d\omega, \quad (4)$$

где $\Phi(j\omega)$ - частотная характеристика системы;

$S(\omega)$ - спектральная плотность помехи.

Для набора корреляционных функций (1) соответствующие спектральные плотности имеют следующий вид [4]:

$$S_1(\omega) = \frac{4\rho^3}{(\rho^2 + \omega^2)^2};$$

$$S_2(\omega) = \frac{16\rho^5}{3(\rho^2 + \omega^2)^3}; \quad S_3(\omega) = \frac{2\sqrt{\pi}}{\rho} e^{-\frac{\omega^2}{\rho^2}}.$$

В качестве передаточной функции системы возьмем передаточную функцию низкочастотного фильтра как одну из широко распространенных при отклонениях параметров сигнала

$$\Phi(p) = \frac{k}{T_p + 1},$$

тогда частотная характеристика может быть получена из нее путем замены переменной p произведением $j\omega$, т.е.

$$\Phi(j\omega) = \frac{k}{T_{j\omega} + 1}$$

Если спектральная плотность - дробно-рациональная функция от ω , то вычисление дисперсии (4) может быть сведено к вычислению инте-

	ρT					Amin (D)
	0,5	1	2	5	10	
D1	5,6	4,7	3,5	1,9	1,1	1,1
D2	5,9	5,2	4,1	2,4	4,2	2,4
D3	7,4	5,6	3,7	1,9	1,0	1,0
Vmax(ρT)	7,4	5,6	4,1	2,4	4,2	

гала стандартного вида:

$$J = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g_n(\omega)}{h_n(\omega) \cdot h_n(-\omega)} d\omega,$$

где $h_n(\omega) = a_0\omega^n + a_1\omega^{n-1} + \dots + a_n;$
 $g_n(\omega) = b_0\omega^{2n-2} + b_1\omega^{2n-4} + \dots + b_{n-1}.$

Значение интеграла вычисляется по формуле:

$$J = \frac{(-1)^{n+1} C_n}{2a_0 D_n},$$

где D_n - определитель Гурвица для полинома $h_n(\omega)$; C_n - определитель, получаемый из D_n путем замены его первого столбца на b_0, b_1, \dots, b_{n-1} .

Проведя расчеты для нашего случая, получим следующие значения дисперсий помехи:

$$D_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{4\rho^3}{(\rho^2 + \omega^2)^2} \cdot \left| \frac{k}{T_{j\omega} + 1} \right|^2 d\omega = \frac{2\pi k^2 (2T\rho + 1)}{(T\rho + 1)^2};$$

$$D_2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{16\rho^5}{3(\rho^2 + \omega^2)^3} \cdot \left| \frac{k}{T_{j\omega} + 1} \right|^2 d\omega = \frac{2\pi k^2 (8T^2\rho^2 + 9T\rho + 3)}{3(T\rho + 1)^3};$$

$$D_3 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{4\pi}{\rho} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{\rho^2}} \cdot \left| \frac{k}{T_{j\omega} + 1} \right|^2 d\omega = \frac{2\pi\sqrt{\pi}k^2}{T\rho + 1}$$

Значения D_i от ρT при $k=1$ приведены в таблице,

где $A_{\min}(D)$ - минимальное значение D_i по строкам; $B_{\max}(\rho T)$ - максимальное значение ρT по столбцам.

С точки зрения теории игр, приведенную таблицу можно рассматривать как матрицу потерь. Определив верхнюю и нижнюю цены игры, найдем седловую точку, которая равна 2,4.

Следовательно, для различных D_i всегда можно определить минимальную дисперсию помехи для наихудшего случая путем

$$\max_D \min_{\rho T} L(D, \rho T) = \min_{\rho T} \max_D L(D, \rho T)$$

Таким образом, осуществив эмпирический подбор корреляционных функций, для которых оценка интервала корреляции вычисляется по одной и той же формуле (3), получили, что ϵ_k является инвариантным к набору корреляционных функций $R\{R_1(t), R_2(t), R_3(t)\}$, т.е. обеспечивается устойчивый прием информации данным способом.

Литература

1. **Романенко А.Ф., Сергеев А.Г.** Вопросы прикладного анализа случайных процессов. – М.: Сов. радио, 1968.-256 с.
2. **Ершов А.А., Панченко В.А.** Стабильное прогнозирование и спектральный анализ временных рядов. //Пространственно-временная обработка сигналов и учет влияния среды их распространения. Тезисы докл. Всесоюзн. Школы-семинара молодых ученых.-Харьков,1980,С.23
3. **Красненкер В.М.** Стабильные методы обнаружения сигналов на фоне помех.// Автоматика и телемеханика. -1980, №5, с.65-88.
4. **Тихонов В.И.** Статистическая радиотехника.-М.: Сов.радио,1966.-678 с

В.М. ГАВРИЛОВ, А.В. НИКИТИН, В.К. ДЕМЕНТЬЕВ

ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОАКУСТИЧЕСКОГО МЕТОДА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ СКРЫТЫХ ОБЪЕКТОВ СО СВОЙСТВАМИ МЕХАНИЧЕСКОЙ МЕМБРАНЫ

Аннотация - Рассмотрена возможность обнаружения скрытых земной поверхностью тонкостенных поверхностей и объемов путем измерения доплеровского изменения частоты рассеянного СВЧ электромагнитного поля от земной поверхности возмущенной источником акустических колебаний звуковой частоты.

В настоящее время важной научно-технической задачей является обнаружение скрытых в земле локальных объемов, ограниченных замкнутой тонкостенной поверхностью. К числу подобных задач, в частности, относятся обнаружение водопроводных труб, противопехотных мин и т. д., выполненных из пластмассы. Применение традиционных методов, в том числе СВЧ скаттерометрии, не дает необходимой достоверности обнаружения из-за низкого диэлектрического контраста между скрытыми объектами и фоном почвы. Для увеличения вероятности обнаружения предлагается использовать дополнительное облучение пространства со скрытым объектом звуковыми волнами. При этом контролируемым параметром является электромагнитный доплеровский спектр рассеянный механически вибрирующей оболочкой скрытого объекта. Для проверки предлагаемой методики была разработана экспериментальная установка, структурная схема которой приведена на рис.1.

Начальные параметры экспериментальных измерений: выходная мощность акустического динамика составляла 10–20Вт, нижняя частота звукового генератора 50Гц, частота СВЧ генератора 11ГГц., мощность СВЧ излучения 20мВт. В качестве подстилающей поверхности использовался песчаный слой толщиной 110мм.

Сигнал СВЧ, поступающий на приемную антенну, имеет дополнительную низкочастотную составляющую, для выделения которой использовался балансный диодный смеситель, на гетеродинный вход которого поступал ответвленный сигнал излу-

чаемого электромагнитного поля. В качестве скрытых объектов использовались замкнутые тонкостенные металлические и диэлектрические цилиндры с толщиной стенок от 0.1мм до 0.5мм. Выделенная низкочастотная компонента сигнала усиливалась

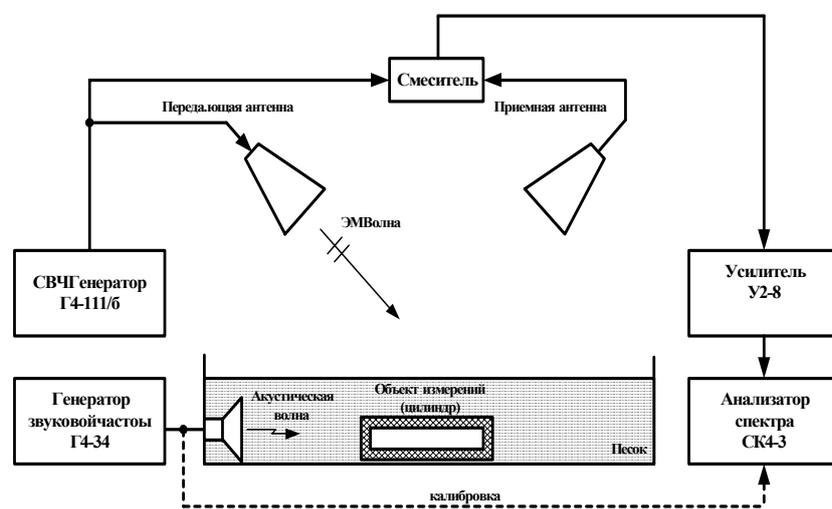


Рис. 1. Структурная схема установки для электромагнитно-акустической скаттерометрии

селективным УНЧ и поступала на вход низкочастотного анализатора спектра.

Результаты экспериментальных исследований приведены на рис.2-8.

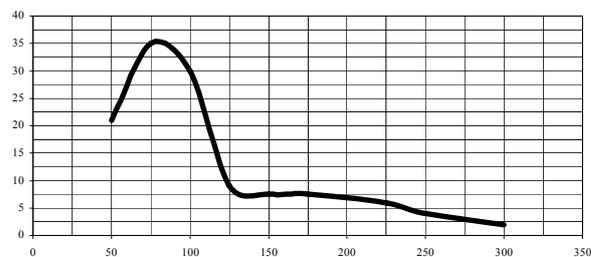


Рис. 2. Зависимость амплитуды доплеровского сигнала от частоты звуковых колебаний для металлического цилиндра длиной 25 см, диаметром 75 мм, с толщиной стенок 0,1 мм, скрытого песчаным слоем

толщиной 110 мм; плоскость поляризации рупора параллельна оси цилиндра.

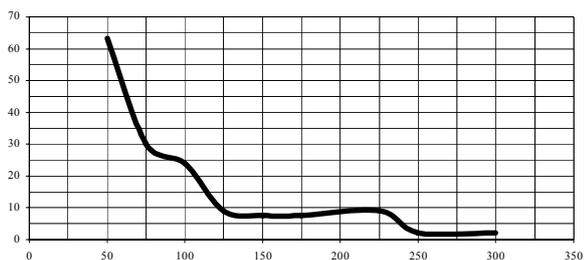


Рис. 3. Зависимость амплитуды доплеровского сигнала от частоты звуковых колебаний для металлического цилиндра длиной 25 см, диаметром 75 мм, с толщиной стенок 0,1 мм, скрытого песчаным слоем толщиной 110 мм; плоскость поляризации рупора составляет угол 45^0 с осью цилиндра.

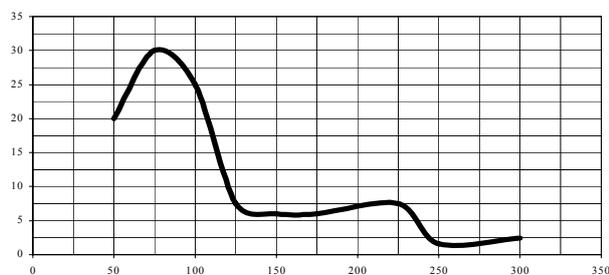


Рис. 4. Зависимость амплитуды доплеровского сигнала от частоты звуковых колебаний для металлического цилиндра длиной 25 см, диаметром 75 мм, с толщиной стенок 0,1 мм, скрытого песчаным слоем толщиной 110 мм; плоскость поляризации рупора составляет угол 90^0 с осью цилиндра.

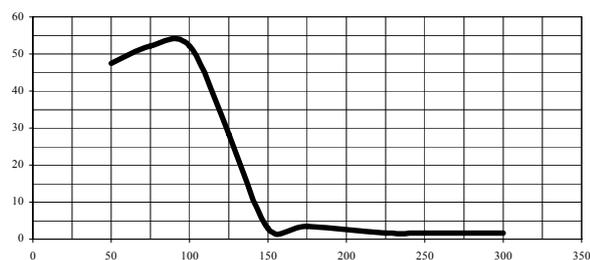


Рис. 5. Зависимость амплитуды доплеровского сигнала от частоты звуковых колебаний для диэлектрического цилиндра длиной 30 см, диаметром 60 мм, с толщиной стенок 0,5 мм, скрытого песчаным слоем толщиной 110 мм; плоскость поляризации рупора составляет угол 0^0 с осью цилиндра.

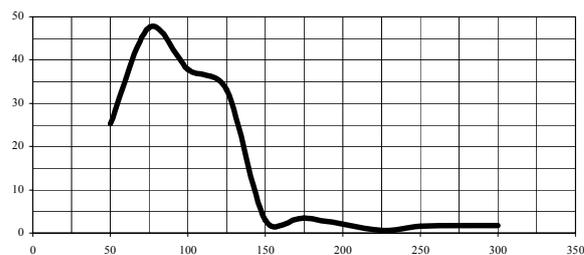


Рис. 6. Зависимость амплитуды доплеровского сигнала от частоты звуковых колебаний для диэлектрического цилиндра длиной 30 см, диаметром 60 мм, с толщиной стенок 0,5 мм, скрытого песчаным слоем толщиной 110 мм; плоскость поляризации рупора составляет угол 45^0 с осью цилиндра.

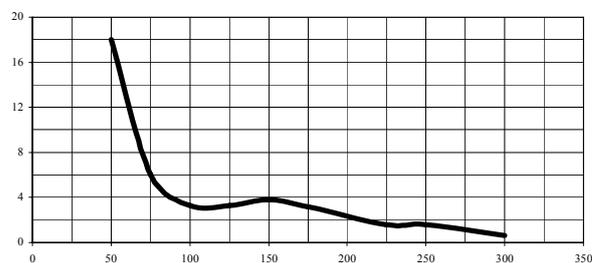


Рис. 7. Зависимость амплитуды доплеровского сигнала от частоты звуковых колебаний для диэлектрического цилиндра длиной 30 см, диаметром 60 мм, с толщиной стенок 0,5 мм, скрытого песчаным слоем толщиной 110 мм; плоскость поляризации рупора составляет угол 90^0 с осью цилиндра.

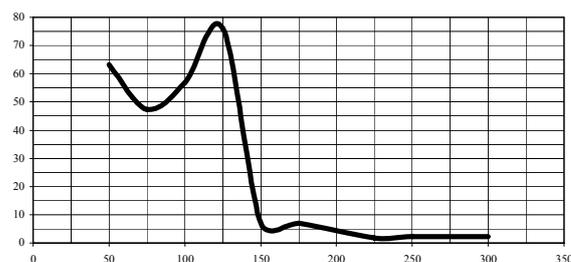


Рис.8. Зависимость амплитуды доплеровского сигнала от частоты звуковых колебаний для металлического цилиндра длиной 25 см, диаметром 75 мм, с толщиной стенок 0,1 мм, скрытого песчаным слоем толщиной 110 мм; с рельефной поверхностью; плоскость поляризации рупора составляет угол 0^0 с осью цилиндра.

Из представленных результатов следует, что наличие дополнительного звукового излучения позволяет эффективно обнаруживать скрытые тонкостенные объемы. Положение максимума доплеровского спектра и его уровень связаны с геометриче-

скими размерами цилиндра и толщиной скрывающего слоя среды. Вид материала и ортогональное смещение ориентации оси цилиндра относительно плоскости падения слабо сказывались на результатах измерения. При промежуточных углах наблюдалось небольшое смещение максимума доплеровского спектра в область более низких частот. Наличие шероховатостей подстилающей поверхности приво-

дило к появлению дополнительных максимумов в доплеровском спектре, связанных с дифракционными явлениями.

Полученные результаты подтверждают возможность и эффективность предложенного метода, с помощью которого можно решать важные хозяйственные и военные задачи.

В.Е. ШМЕЛЁВ, С.А. СБИТНЕВ

ПРОСТРАНСТВЕННО-ФАЗОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В МАШИНАХ ВРАЩАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ. РЕАЛИЗАЦИЯ ПЛОСКОПАРАЛЛЕЛЬНОЙ МОДЕЛИ

Аннотация - Авторы разработали основу нового пространственно- фазового класса методов моделирования электромеханических процессов в неоднородно- движущихся средах. Новизна этих методов заключается в моделировании процесса при фиксированном состоянии анализируемой системы, что позволяет исключить из уравнений время. Все электромагнитные величины представляются в системе отсчёта, жёстко связанной с заданными полями скоростей и частных ускорений. Уравнения не противоречат принципу относительности движения Галилея. Представлены результаты тестовых вычислительных экспериментов. Результаты моделирования не противоречат известным в электромеханике фактам.

Известно, что электромеханическое преобразование энергии происходит при движении вещественных тел в электромагнитном поле (ЭМП). Важными этапами моделирования такого преобразования являются анализ электромагнитного поля в неоднородно-движущейся среде, расчёты силовых взаимодействий между телами, а также расчёты интегральных параметров этого поля. Существует два больших класса анализа электромагнитных полей – пространственно-временные (П-В) и пространственно-частотные (П-Ч). Первый из этих классов охватывает всё многообразие динамических процессов в электромагнитных полях, но требует слишком больших затрат вычислительных ресурсов и по этой причине часто оказывается малоприменимым для генерации алгоритмов управления электромеханическими устройствами, работающими в составе электроприводов, мехатронных модулей, электрогенерирующих комплексов и т.д. Второй класс методов, строго говоря, пригоден только для анализа электромагнитных полей в неподвижных линейных средах. Известные способы распространения этих методов на нелинейные и неоднородно- движущиеся среды являются недостаточно строгими и очень ограниченными в применении [1].

Авторы разработали основу нового пространственно- фазового (П-Ф) класса методов моделирования электромеханических процессов. Суть этих методов заключается в моделировании процесса при фиксированном состоянии анализируемой системы, что позволяет исключить из уравнений время. П-Ф методы основаны на преобразовании П-В уравнений математической физики в П-Ф форму. Это даёт возможность проводить анализ переходных процессов только на интегральном уровне, не рассчитывая переходных процессов в ЭМП.

Исходные П-В уравнения ЭМП в дифференциальной форме можно записать в соответствии с математическим определением полной производной векторного и скалярного поля по времени в неоднородном поле скоростей:

$$\frac{d \mathbf{F}}{d t} = \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial t} + \text{rot}(\mathbf{F}_H \times \mathbf{v}) + \mathbf{v} \text{div} \mathbf{F}_H = \quad , \quad (1)$$

$$= \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial t} + (\mathbf{v} \nabla) \mathbf{F}_H + \mathbf{F}_H \text{div} \mathbf{v} - (\mathbf{F}_H \nabla) \mathbf{v}$$

$$\frac{d \Phi}{d t} = \frac{\partial \Phi}{\partial t} + (\mathbf{v} \nabla) \Phi_H \quad , \quad (2)$$

где \mathbf{F} – анализируемое векторное поле в неоднородно- движущейся среде; \mathbf{F}_H – анализируемое векторное поле в однородно- движущейся (неподвижной) среде; \mathbf{v} – поле скоростей, характеризующее механическое движение всех тел в анализируемой системе; Φ – анализируемое скалярное поле в неоднородно- движущейся среде; Φ_H – анализируемое скалярное поле в однородно- движущейся (неподвижной) среде. Формула (1) представляет собой «потокосное» определение полной производной по времени, т.е. такое определение, при котором уравнение закона электромагнитной индукции в дифференциальной форме для движущихся сред в точности совпадает с соответствующим уравнением для неподвижных сред при замене частной производной по времени на полную. Формула (2) представляет собой формальное применение оператора (1) к скалярному полю. В соответствии с определениями (1) и (2) все векторы ЭМП (кроме тех, которые относятся к однородно- движущейся среде), входящие в уравнения математической физики должны представляться в системах отсчёта, жёстко связанных с точками наблюдения, которые движутся в соответствии задаваемыми полями скоростей и частных ускорений.

Задача математической физики по анализу ЭМП в неоднородном поле скоростей может быть сформулирована путём преобразования уравнений Максвелла с уравнением материальной связи в соответствии с определениями (1) и (2).

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \delta + \gamma \mathbf{E}, \quad \operatorname{rot} \mathbf{E} = - \frac{d \mathbf{B}}{d t},$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{v}_a (\mathbf{B} - \mathbf{B}_r) + q_1 \frac{d}{dt} (\mathbf{B} - \mathbf{B}_r) - q_2 \frac{d^2}{dt^2} (\mathbf{B} - \mathbf{B}_r), \quad (3)$$

где q_1 и q_2 – динамические параметры электрофизических свойств материалов шихтованных магнитопроводов или любых других слоистых или периодических структур. Линеаризованное уравнение материальной связи (3) записано относительно эффективных векторных значений напряжённости магнитного поля и магнитной индукции. Систему уравнений (3) в соответствии с (1) нужно дополнить аналогичной системой для векторов ЭМП в неподвижной системе тел.

Динамика изменения всех физических величин в П-Ф методах учитывается путём введения скалярных и векторных полей фазовых переменных. Такой принцип анализа позволяет существенно уменьшить

потребность в вычислительных ресурсах компьютера, не накладывает никаких ограничений на линейность или нелинейность электрофизических свойств вещества, а также на характер механического движения всех тел, принимающих участие в электромеханическом преобразовании энергии. Все физические величины рассчитываются в неоднородно- движущейся системе отсчёта, жёстко связанной с полем скоростей, частных ускорений и т.д. Вид получаемых уравнений математической физики не противоречит принципу относительности движения Галилея. Следовательно, данный класс методов инвариантен по отношению к выбору глобальной инерциальной системы отсчёта механического движения тел.

В новом классе методов не требуется расчёт переходных процессов в ЭМП, а динамические свойства электромеханических преобразователей моделируются в пространстве состояний для электродинамических потенциалов. Входными данными моделей являются: описание геометрии всей электромагнитной системы, параметры электрофизических свойств материалов деталей электромагнитной системы, распределение переменных состояния источников ЭМП. Выходными данными являются точки семейства динамических характеристик электромеханического преобразователя, представляемых функциональными зависимостями электромагнитного момента, действующего на ротор, и напряжений на всех обмотках от углового положения ротора и токов во всех обмотках, а также их производных по времени до n-го порядка включительно. Для большинства практически значимых случаев обычно бывает достаточно первого или второго порядка.

Ниже представим результаты вычислительных экспериментов с пространственно- фазовыми моделями простейшей двухфазной бесколлекторной электрической машины с плоскопараллельным магнитным полем (токи направлены перпендикулярно расчётной плоскости) и плоскопараллельным электрическим полем (в силу симметрии системы выполняется условие короткого замыкания на плоскостях, параллельных расчётной и бесконечно удалённых от неё). Для уменьшения объёма излагаемого материала в моделях рассмотрим динамические эффекты только первого порядка.

Моделирование выполнено в программном комплексе COMSOL Multiphysics. Этот комплекс принципиально отличается от других программных продуктов, предназначенных для решения задач

математической физики, тем, что типовые формы уравнений в частных производных (PDE) обладают наибольшей общностью и имеются неограниченные возможности их комбинирования при построении систем уравнений. В COMSOL Multiphysics поддерживаются три формы PDE: коэффициентная, генеральная и ослабленная проекционная. Генеральная форма представляется наиболее удобной для моделирования, т.к. она не требует доведения до логического конца вывода уравнений математической физики и даёт возможность достаточно легко описывать нелинейности электрофизических свойств вещества. Здесь кратко представим двумерную технологию моделирования в генеральной форме.

Для начала введём систему фазовых переменных электродинамических потенциалов при фиксированном состоянии электромеханической системы. Нулевые фазовые переменные – это сами потенциалы. Первые фазовые переменные имеют размерность производных по времени от нулевых переменных, но не равны этим производным.

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_H &= \text{rot } \mathbf{A}_H; \quad \mathbf{B}_{H1} = \frac{d\mathbf{B}_H}{dt} = \text{rot } \mathbf{A}_{H1}; \\ \mathbf{E}_H &= -\mathbf{A}_{H1} - \text{grad } \varphi_H; \\ \mathbf{E}_{H1} &= \frac{d\mathbf{E}_H}{dt} = -\mathbf{A}_{H2} - \text{grad } \varphi_{H1}; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \text{rot } \mathbf{A}; \quad \mathbf{B}_1 = \frac{d\mathbf{B}}{dt} = \text{rot } \mathbf{A}_1; \\ \mathbf{E} &= -\mathbf{A}_1 - \text{grad } \varphi; \\ \mathbf{E}_1 &= \frac{d\mathbf{E}}{dt} = -\mathbf{A}_2 - 2(\mathbf{E}_H \nabla) \mathbf{v} - \mathbf{E}_H \times \\ &\times \text{rot } \mathbf{v} + \mathbf{E}_H \cdot \text{div } \mathbf{v} - \text{grad } \varphi_1, \end{aligned} \quad (5)$$

где \mathbf{B}_H – магнитная индукция в неподвижной системе тел; \mathbf{A}_H – векторный магнитный потенциал в неподвижной системе тел; \mathbf{E}_H – напряжённость электрического поля в неподвижной системе тел; \mathbf{A}_{H1} – первая фазовая переменная векторного магнитного потенциала в неподвижной системе тел; \mathbf{E}_{H1} – скорость изменения напряжённости электрического поля в неподвижной системе тел; \mathbf{A}_{H2} – вторая фазовая переменная векторного магнитного потенциала в неподвижной системе тел; φ_H – скалярный электрический потенциал в неподвижной системе тел; φ_{H1} – первая фазовая переменная скалярного электрического потенциала в неподвижной системе тел; \mathbf{B} – магнитная индукция в подвижной системе тел; \mathbf{A} – векторный магнитный потенциал в

подвижной системе тел; \mathbf{E} – напряжённость электрического поля в подвижной системе тел; \mathbf{A}_1 – первая фазовая переменная векторного магнитного потенциала в подвижной системе тел; \mathbf{E}_1 – полная производная по времени от напряжённости электрического поля в подвижной системе тел; \mathbf{A}_2 – вторая фазовая переменная векторного магнитного потенциала в подвижной системе тел; φ – скалярный электрический потенциал в подвижной системе тел; φ_1 – первая фазовая переменная скалярного электрического потенциала в подвижной системе тел; \mathbf{v} – векторное поле скоростей, описывающее движение тел. В плоскопараллельном поле с токами, перпендикулярными расчётной плоскости, скалярный электрический потенциал в неподвижной и подвижной системе, а также все его фазовые переменные равны нулю. Более того, изменение вектора скорости вдоль линии напряжённости электрического поля равно нулю, напряжённость электрического поля параллельна ротору поля скоростей. Если в модели учитывать динамические эффекты только первого порядка, то $\mathbf{A}_{H2} = \mathbf{A}_2 = 0$, поэтому $\mathbf{E}_1 = \mathbf{E}_H \cdot \text{div } \mathbf{v}$. Поле скоростей в системе с вращающимся ротором зададим так, чтобы его дивергенция была равна нулю, поэтому в пространственно-фазовых уравнениях величины \mathbf{E}_{H1} и \mathbf{E}_1 учитывать не будем.

Система двумерных П-Ф уравнений, учитывающих динамические эффекты первого порядка, имеет вид

$$\begin{aligned} \text{rot } \mathbf{H}_H &= \delta + \gamma \mathbf{E}_H, \quad \text{rot } \mathbf{H}_{H1} = \delta_1, \\ \text{rot } \mathbf{H} &= \delta + \gamma \mathbf{E}, \\ \text{rot}(\mathbf{H}_1 + 2(\mathbf{H}_H \nabla) \mathbf{v} + \mathbf{H}_H \times \text{rot } \mathbf{v} - \mathbf{H}_H \cdot \text{div } \mathbf{v}) &= \delta_1 \\ \mathbf{H}_H &= \mathbf{v}_a (\mathbf{B}_H - \mathbf{B}_r) + q_1 \frac{d}{dt} (\mathbf{B}_H - \mathbf{B}_r), \\ \mathbf{H} &= \mathbf{v}_a (\mathbf{B} - \mathbf{B}_r) + q_1 \frac{d}{dt} (\mathbf{B} - \mathbf{B}_r), \\ \mathbf{H}_{H1} &= \mathbf{v}_a (\mathbf{B}_{H1} - \mathbf{B}_r), \quad \mathbf{H}_1 = \mathbf{v}_a (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_r). \end{aligned} \quad (6)$$

Система уравнений (6) дополняется соотношениями (4), (5) и после приведения к скалярной форме вводится в COMSOL Multiphysics. Система (6) решается относительно $\mathbf{A}_H, \mathbf{A}_{H1}, \mathbf{A}, \mathbf{A}_1$.

На рис. 1 показано схематичное изображение поперечного сечения двухфазной машины. Цифрами обозначены номера зон расчётной области: 1 – положительное сечение первой фазы обмотки статора; 2 – отрицательное сечение второй фазы обмотки

статора; 3 – положительное сечение второй фазы обмотки статора; 4 – отрицательное сечение первой фазы обмотки статора; 5 – наружный воздух; 6 – магнитопровод статора; 7 – воздушный зазор между статором и ротором; 8 – ротор. Разметка координатных осей дана в миллиметрах.

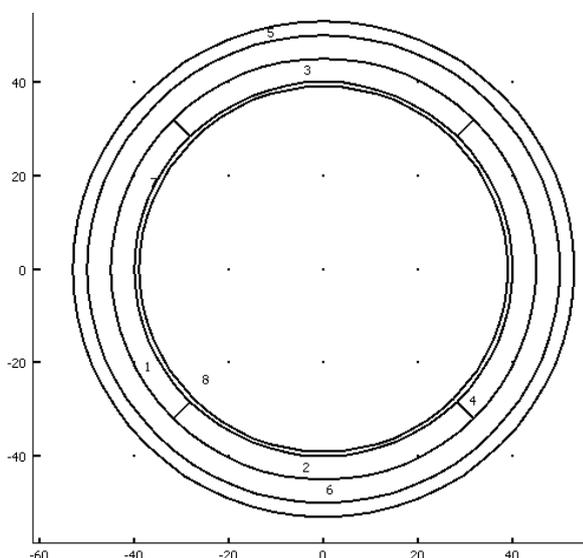


Рис. 1. Схематическое изображение поперечного сечения машины

Сначала рассмотрим асинхронную машину, ротор которой представляет собой медную цилиндрическую болванку с удельной электрической проводимостью $\gamma = 0.056$ МСм/мм. Пусть машина работает в режиме динамического тормоза, если через первую фазу обмотки статора протекает постоянный ток, плотность которого $\delta = 1$ А/мм² (магнитный момент направлен вверх). Решая систему уравнений (6), рассчитаем скоростные характеристики электромагнитного момента, действующего на ротор, и ЭДС, наводимых в обмотках статора. В ходе расчётов убедимся также, что электрическое поле наводится только в области ротора и в переходной зоне (в зазоре), а в неподвижной части машины электрическое поле не наводится, следовательно, там нигде не наводится ЭДС. На рис. 2 показана расчётная скоростная характеристика электромагнитного момента. Положительное направление вращения и электромагнитного момента – против часовой стрелки. Видно, что тормозной момент пропорционален частоте вращения ротора. На рис. 3 показана картина изолиний векторного магнитного потенциала, а на рис. 4 – картина изолиний первой фазовой переменной этого потенциала при частоте вращения ротора $n = 10$ об/с. Видно, что магнитное поле деформируется вращающейся медной болванкой, а

электрическое поле сосредоточено только во вращающейся части машины – в роторе и в переходной зоне.

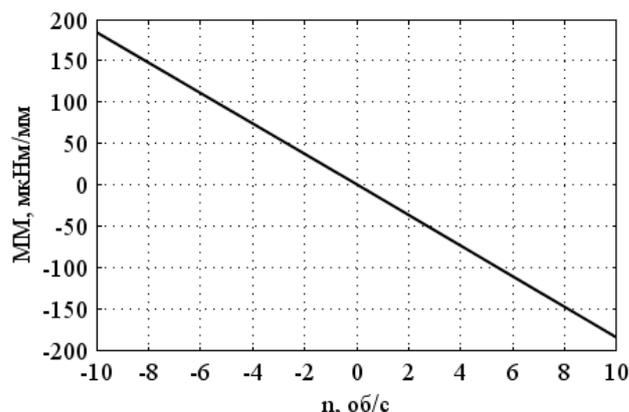


Рис. 2. Скоростная характеристика электромагнитного момента

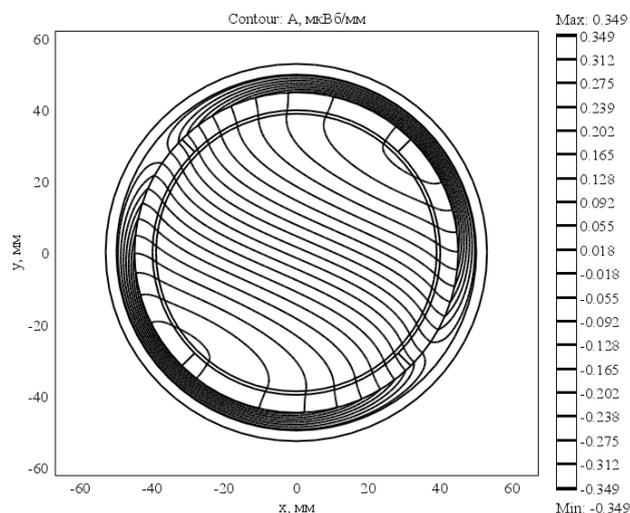


Рис. 3. Картина изолиний векторного магнитного потенциала

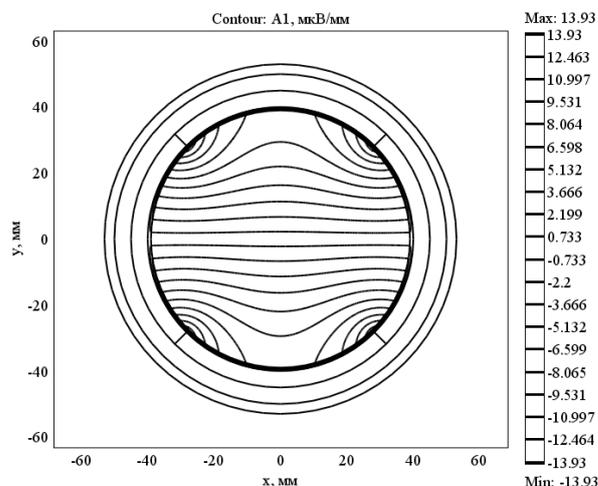


Рис. 4. Картина изолиний первой фазовой переменной векторного магнитного потенциала

Теперь рассмотрим синхронную машину, ротор которой представляет собой постоянный магнит с остаточной магнитной индукцией 1 Тл, направленной вдоль оси x, причём удельная электрическая проводимость равна 0.01 МСм/мм. Для чистоты вычислительного эксперимента зададим равными нулю все фазовые переменные фазных токов статора. Пусть магнит вращается против часовой стрелки с частотой $n = 10$ об/с. Распределение векторного магнитного потенциала в данной системе не представляет интереса, т.к. его можно рассчитать в обычной магнитостатической модели. Здесь наиболее интересно распределение первой фазовой переменной векторного магнитного потенциала, которая равна напряжённости электрического поля с противоположным знаком. Это распределение показано на рис. 5. Видно, что электрическое поле существует только в неподвижной части машины и в переходной зоне. Электрическое поле наводит ЭДС в фазных обмотках статора. На рис. 6 показана угловая характеристика ЭДС на один виток в этих обмотках (первая фаза – сплошная кривая, вторая – прерывистая).

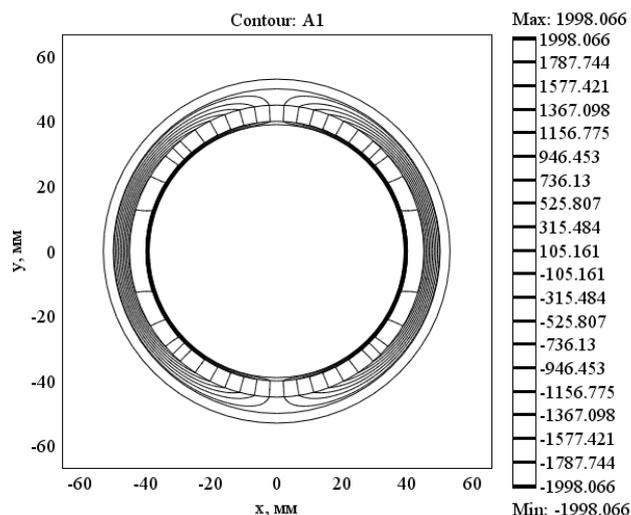


Рис. 5. Распределение первой фазовой переменной векторного магнитного потенциала

Результаты моделирования не противоречат известным в электромеханике фактам. Все характеристики динамических свойств в пространстве состояний представляются функциональными зависимостями вида [2]:

$$\{M_M, [U]\} = f\left(\alpha, \frac{d\alpha}{dt}, \frac{d^2\alpha}{dt^2}, [I], \frac{d[I]}{dt}, \frac{d^2[I]}{dt^2}\right). \quad (7)$$

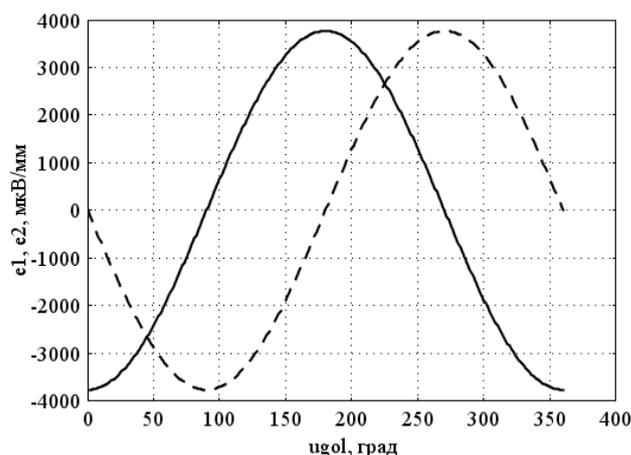


Рис.6. Угловая характеристика ЭДС в обмотках статора

Все стандартные характеристики электрических машин вращательного движения являются частными случаями характеристик вида (7), например: механическая характеристика, угловая характеристика момента, характеристики холостого хода, нагрузочные и регулировочные характеристики двигателей и генераторов. Характеристики вида (7) напрямую связаны с энергетическими показателями работы машины. По характеристикам (7) несложно строить алгоритмы управления машинами, обеспечивающие максимально возможные значения энергетических показателей (КПД, коэффициент мощности и др.). Из этого следует, что П-Ф методы моделирования процессов электромеханического преобразования энергии весьма полезны для комплексного проектирования электроприводов и генерирующих комплексов в целом, включая электромашинную и электронную часть.

Литература

1. **Копылов И.П.** Математическое моделирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 2001. – 588 с.
2. **Шмельёв В.Е., Сбитнев С.А.** Пространственно-фазовое моделирование электромеханических процессов в машинах с постоянными магнитами в системе конечноэлементных расчётов FEMLAB. – Электротехника, 2004, № 8. – с. 50–54

В.А. ЕГОРОВ, М.В. КОМАРОВ

ОЦЕНКА ОШИБОК ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Аннотация - Предложен подход, позволяющий оптимизировать тракт «аналог-цифра-аналог» цифровой системы с целью снижения требований к быстродействию и разрядности элементной базы для выбранного типа интерполирующего фильтра и заданной среднеквадратической ошибки.

Цифровая обработка сигналов широко используется как в цифровых, так и аналого-цифровых устройствах. Наличие в трактах аналого-цифровых устройств операций перехода от аналогового сигнала к цифровому и обратно приводит к возникновению ошибок квантования, дискретизации, преобразования на ЭВМ и т.д. С увеличением уровней квантования, уменьшением времени дискретизации и увеличением разрядности ЭВМ можно значительно уменьшить потери в процессе преобразования "аналог-цифра-аналог". Но при этом значительно увеличиваются аппаратные затраты. С увеличением частоты обрабатываемых сигналов начинает оказывать влияние предельное быстродействие цифровых устройств. Поэтому актуальна задача исследования ошибок преобразования аналогово-цифровых устройств.

В процессе цифровой обработки аналоговых сигналов основным звеном является тракт "аналог-цифра-аналог", представленный на рис.1.

Он состоит из последовательно включенных электронного ключа (ЭК), аналогово-цифрового преобразователя (АЦП), цифрового фильтра (ЦФ), цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и сглаживающего фильтра (СФ). Основное внимание уделяется процессам преобразования сигналов из аналога в цифру и обратное преобразование. Процессы преобразования в ЦФ в работе не рассматриваются. Поэтому ошибки, связанные с точностью формирования случайных воздействий и точностью вычислений на ЭВМ, в статье не анализируются.

Определение погрешности дискретизации зависит от той задачи, в которой используется дискретный процесс вместо непрерывного. Поскольку задачи могут быть самыми разнообразными, то определить заранее, к чему может привести дискретизация, не представляется возможным. Поэтому обычно под погрешностью понимается та погрешность, с которой может быть восстановлен непрерывный процесс по его дискретным значениям, т.е. понимается по-

грешность в задаче интерполяции непрерывного процесса по дискретным точкам [3]. В качестве примера в работе исследуется ошибка при восстановлении экспоненциально-коррелированного случайного сигнала.

Так как процедуры дискретизации по времени и квантования по уровню в АЦП являются независимыми, то суммарная среднеквадратическая ошибка [3] преобразования "аналог-цифра-аналог" вычисляется

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_{\Delta t}^2 + \sigma_h^2},$$

где $\sigma_{\Delta t}$, σ_h - среднеквадратическая ошибка, возникающая в результате дискретизации по времени и квантования по уровню соответственно.

Среднеквадратическая ошибка квантования по уровню $\sigma_h = h/(2\sqrt{3})$ зависит от шага h , который определяется разрядностью АЦП.

Реальные сигналы не могут иметь строго ограниченного спектра, поэтому восстановление их по дискретным данным всегда будет сопровождаться некоторой ненулевой погрешностью.

Среднеквадратическая ошибка дискретизации по времени зависит от типа интерполирующего фильтра. Анализируются наиболее распространенные виды интерполяции: ступенчатая симметричная и несимметричная, линейная интерполяция и интерполяция по Котельникову.

Приведём результаты рассчитанных ошибок. Асимптотические формулы приведены ниже

- несимметричный

$$\delta_0^2 = 2 \left(1 - \frac{1 - e^{-a}}{a} \right) \approx a,$$

- симметричный

$$\delta_0^2 = \left(1 - \frac{1 - e^{-a}}{a} \right) \approx \frac{a}{2},$$

- линейная интерполяция

$$\delta_0^2 = \frac{5 + e^{-a}}{3} + 4 \frac{1 - a - e^{-a}}{a^2} \approx \frac{a}{3},$$

- интерполяция по Котельникову

$$\delta_0^2 = 2 \left(1 - \frac{2}{\pi} \arctg\left(\frac{\pi}{a}\right) \right) \approx 0.4a,$$

где a - нормированный шаг дискретизации, равный отношению шага дискретизации Δt к величине интервала корреляции процесса на уровне $1/e$.

Наибольшая погрешность восстановления имеет место при использовании ступенчатой несимметричной интерполяции. Интерполяция по Котельникову в отношении точности занимает здесь промежуточное положение между ступенчатой симметричной и линейной интерполяцией. Линейная интерполяция является в данном случае оптимальной.

Результаты расчета относительной суммарной среднеквадратической ошибки в зависимости от нормированного шага квантования и нормированного шага дискретизации по времени для интерполирующего фильтра по Котельникову приведены на рис. 2. Результаты представлены криволинейной поверхностью в параллелепипеде. Аналогичные зависимости приведены на рис. 3. путем замены нормированного шага квантования на число m разрядов АЦП для того же типа интерполяции.

Обеспечение заданной среднеквадратической ошибки - это постоянное балансирование между h , a и типом интерполирующего фильтра. Очевидно, что σ_{Σ} стремится к нулю при стремлении h и a к нулю. Наиболее резко σ_{Σ} изменяется на гранях параллелепипеда, проходящих через начало координат. Закономерной тенденцией является снижение влияния малых величин среднеквадратических ошибок σ_h и $\sigma_{\Delta t}$ при увеличении $\sigma_{\Delta t}$ и σ_h соответственно. Анализ показал, что в данном случае при $\sigma_{\Delta t} \neq 0$ можно значительно увеличить h по отношению к случаю $\sigma_{\Delta t} = 0$, что приводит к снижению требуемого числа двоичных разрядов АЦП и ЦАП. Поэтому для сигналов и помех с большим динамическим диапазоном изменения число значащих разрядов АЦП и ЦАП значительно меньше об-

щего числа разрядов. В случае $\sigma_h \neq 0$ можно снизить требования к Δt . Применение сглаживающих фильтров с меньшей ошибкой интерполяции позволяет снизить требования к h и Δt .

При решении реальной задачи подобными графиками пользоваться неудобно, они дают лишь общую картину зависимости суммарной погрешности.

Зададимся суммарной среднеквадратической ошибкой, равной $1/5$, и посмотрим, какие соотношения между шагом квантования и дискретизации получатся для разных интерполирующих фильтров, таким образом будет проще оценить выигрыш от использования того или иного фильтра, как показано на рис. 4.

Из приведённых графиков видно, что объём аппаратных затрат при проектировании цифровой системы во многом зависит от типа используемого интерполирующего фильтра. Также нетрудно заметить, что использование линейного фильтра даёт нам выигрыш примерно в три раза по сравнению с несимметричным фильтром. При заданном уровне среднеквадратической ошибки это позволит при использовании линейного фильтра в 3 раза снизить шаг дискретизации по времени, что позволит использовать более медленные, а следовательно, и более дешёвые устройства.

Таким образом, проведенные исследования погрешности преобразования позволяют оптимизировать аналого-цифровые устройства с точки зрения шага дискретизации по времени, шага квантования по уровню и типа интерполирующего фильтра с учетом заданной среднеквадратической ошибки.

Литература

1. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. – СПб: Питер, 2003. – 604 с.
2. *Быков В.В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М.: Советское радио, 1971. – 328 с.
3. Основы моделирования сложных систем: Учеб. пособие для студентов вузов/ Под общ. ред. И.В. Кузьмина. – Киев: Вища школ, 1981. – 360 с.

Д.А. ПОЛЯНСКИЙ

МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ ПРЕДПРИЯТИЯ

Аннотация - Проводится анализ проблемы оценки качества систем защиты информации предприятия как основы для построения оптимальных и адаптивных систем защиты. Рассматривается ряд факторов, оказывающих влияние на проведение оценки. Формулируются задачи однокритериальной оптимизации и задача многокритериальной оптимизации системы защиты информации. Проводится сравнительная характеристика методов решения многокритериальной задачи в их применении в зависимости от вида исходной информации об оптимизируемой системе.

В настоящее время все большее число предприятий и организаций сталкиваются с проблемой оценки качества систем информационной безопасности (СИБ). Постоянно растет доля расходов организаций на обеспечение защиты конфиденциальной информации. Однако выделение средств на построение или совершенствование СИБ для предприятия должно быть обоснованным, прежде всего с экономической точки зрения.

Инвестиции в СИБ преследуют цель: затратив некоторые средства, снизить риск экономического ущерба для предприятия от реализации угроз безопасности [6, 9]. Казалось бы, рост инвестиций приводит к построению лучшей системы защиты. Но как можно сравнить две различные системы защиты и сказать, что одна из них лучше другой? Основным критерием сравнения служит эффективность как мера достижения цели. При этом цель информационной безопасности (ИБ) – недопущение реализации максимально возможного числа угроз в отношении информационной системы (ИС) предприятия. Необходимым условием ее достижения является построение комплексной системы информационной безопасности (КСИБ) [7].

Как известно, смысл основных постулатов разработки КСИБ [4] заключается в следующем: невозможно создать абсолютную защиту; СЗИ должна быть комплексной и адаптируемой к изменяющимся условиям. Построение адаптивных систем защиты информации (СЗИ) в целом невозможно без реализации таких принципов построения КСИБ, как принципы *непрерывности защиты* и *гибкости управления и применения*, что поднимает актуальность оценки эффективности СИБ на всех этапах ее жизненного цикла и защищенности всей ИС предприятия.

Вместе с тем, как известно, главная цель предприятия – получение прибыли. Следовательно, оценивать эффективность СИБ можно как минимум и с функциональной точки зрения, и с экономической.

Оценка сама по себе не является конечной целью построения СЗИ, она необходима для решения двух задач:

- построение оптимальной системы защиты;
- определение зависимости параметров функционирования СЗИ от изменяющихся внешних условий.

Комплексное решение обеих задач и является условием построения адаптивной СЗИ.

Оценки эффективности, функциональной полноты, производительности и других обобщенных характеристик СИБ можно именовать общим термином "оценка качества". Для многих из этих характеристик, например экономической эффективности, необходимо получение количественного результата оценки, что существенно осложняется рядом факторов:

- наличие сложной опосредованной взаимосвязи показателей качества СЗИ с показателями качества ИС;
- необходимость учета и формализации ряда показателей СЗИ, многие из которых изначально задаются качественными величинами и имеют элементы неоднозначности;
- наличие существенной взаимосвязи и взаимозависимости этих показателей, имеющих противоречивый характер;

– трудность получения исходных данных, необходимых для оценки СЗИ, в особенности на ранних этапах их проектирования.

Проектирование, организация и применение СЗИ фактически связаны с неизвестными событиями в будущем и поэтому всегда содержат элементы неопределенности. Кроме того, присутствуют и другие причины неоднозначности, такие как недостаточно полная информация для принятия управленческих решений или социально-психологические факторы [8].

Оценка показателей качества на этапе проектирования прежде всего необходима для решения задачи выбора рационального варианта СЗИ, т.е. построения оптимальной системы. В процессе ее решения приходится учитывать следующее:

- преимущественно нечеткое описание показателей качества СЗИ, задаваемых в виде требований;
- сама постановка задачи выбора обычно является нечеткой, при этом предпочтение того или иного показателя определяется экспертной информацией, что влияет на выбор метода ее решения;
- многокритериальность задачи;

Задачи однокритериальной оптимизации СЗИ могут быть сформулированы следующим образом [3]:

1. по критерию минимума вероятности достижения нарушителем всех своих целей;
2. по критерию максимума вероятности успешного противодействия системе защиты действиям нарушителя;
3. по критерию минимума среднего уровня потерь системы от действий нарушителя;
4. по критерию минимума интегрального показателя "стоимость-риск".

Наличие множества критериев оценки СЗИ, часто имеющих противоречивый характер, диктует необходимость постановки многокритериальной задачи выбора.

Общая постановка задачи многокритериальной оптимизации имеет следующий вид [1].

Пусть некоторая система S задается вектором оптимизируемых параметров $\bar{A} = |a_1, \dots, a_i, \dots, a_n|$. Некоторое j -е свойство системы S характеризуется

величиной j -го показателя: $x_j(\bar{A})$, $j = 1, \dots, m$. Тогда система в целом характеризуется вектором показателей $\bar{X} = |x_1, \dots, x_j, \dots, x_m|$. Задача многокритериальной оптимизации сводится к тому, чтобы из множества M_s вариантов системы S выбрать такой вариант (система S_0), который обладает наилучшим значением вектора \bar{X} . При этом предполагается, что понятие "наилучший вектор \bar{X} " предварительно сформулировано математически, т.е. выбран и обоснован соответствующий критерий предпочтения (или отношение предпочтения).

Все многочисленные методы решения многокритериальных задач можно свести к трем группам [1]:

- метод главного показателя;
- методы результирующего показателя;
- методы последовательных уступок (лексикографические методы).

Метод главного показателя основан на переводе всех показателей качества, кроме какого-либо однородного, называемого главным, в разряд ограничений типа равенств и неравенств. Присвоим главному показателю номер x_1 . Тогда задача сводится к однокритериальной задаче выбора системы $S \in M_s$, обладающей экстремальным (минимальным или максимальным в зависимости от физического смысла) значением показателя x_1 при наличии ограничений типа равенств и неравенств, т.е. принимает вид:

$$\min_{S \in M_s} x_1 \text{ или } \max_{S \in M_s} x_1 \quad (1)$$

при ограничениях:

$$\begin{aligned} x_j &= x_{j0}, \quad j = 2, \dots, r; \\ x_k &\leq x_{k0}, \quad k = r + 1, \dots, p; \\ x_l &\geq x_{l0}, \quad l = p + 1, \dots, m; \end{aligned} \quad (2)$$

Метод главного показателя имеет следующие недостатки:

- в большинстве случаев нет достаточных оснований для того, чтобы считать какой-то один определенный показатель качества главным, а все остальные – второстепенными.
- для показателей качества x_2, \dots, x_m , переводимых в разряд ограничений, достаточно трудно установить их допустимые значения.

Методы результирующего показателя качества основаны на формировании обобщенного показателя путем интуитивных оценок влияния частных показателей качества x_1, \dots, x_m на результирующее качество системы. Оценки такого влияния даются группой специалистов – экспертов, имеющих опыт разработки подобных систем.

Наибольшее применение среди результирующих показателей качества получили аддитивный, мультипликативный и максиминный показатели.

Аддитивный показатель качества представляет собой сумму взвешенных нормированных частных показателей:

$$X = \sum_{j=1}^m v_j \bar{x}_j, \quad (3)$$

где \bar{x}_j - нормированное значение j -го показателя; v_j – весовой коэффициент j -го показателя, имеющий тем большую величину, чем больше он влияет на качество системы;

$$v_j > 0, \quad \sum_{j=1}^m v_j = 1, \quad j = 1, \dots, m.$$

Главным недостатком аддитивного показателя является то, что при его применении может происходить взаимная компенсация частных показателей. Это значит, что уменьшение одного из показателей вплоть до нулевого значения может быть компенсировано возрастанием другого показателя. Для ослабления этого недостатка вводятся специальные ограничения на минимальные значения частных показателей, на их веса.

Мультипликативный показатель качества образуется путем перемножения частных показателей с учетом их весовых коэффициентов и имеет вид:

$$X = \prod_{j=1}^m \bar{x}_j^{v_j}, \quad (4)$$

где \bar{x}_j и v_j имеют тот же смысл, что и в аддитивном показателе.

Наиболее существенное отличие мультипликативного показателя от аддитивного заключается в том, что аддитивный показатель базируется на принципе справедливой абсолютной уступки по отдельным показателям, а мультипликативный – на принципе справедливой относительной уступки [1]. Суть последнего заключается в том, что справедли-

вым считается такой компромисс, когда суммарный уровень относительного снижения одного или нескольких показателей не превышает суммарного уровня относительного увеличения остальных показателей.

Максиминный показатель обеспечивает наилучшее (наибольшее) значение наихудшего (наименьшего) из частных показателей качества. Его применение обосновано в тех случаях, когда вид результирующей целевой функции достаточно трудно обосновать или применить. Правило выбора оптимальной системы S_0 в этом случае имеет следующий вид:

$$\max_{S \in M_S} \min_{1 \leq j \leq m} \left\{ \bar{x}_1^{v_j}, \dots, \bar{x}_j^{v_j}, \dots, \bar{x}_m^{v_j} \right\}. \quad (5)$$

В том случае, если весовые коэффициенты частных показателей отсутствуют:

$$\max_{S \in M_S} \min_{1 \leq j \leq m} \left\{ \bar{x}_1, \dots, \bar{x}_j, \dots, \bar{x}_m \right\}. \quad (6)$$

Методы последовательных уступок

Предположим, что показатели упорядочены по важности, например, $x_1 > x_2 > \dots > x_m$.

Суть методов [5] заключается в выделении сначала множества альтернатив с наилучшей оценкой по наиболее важному показателю. Если такая альтернатива единственная, то она считается наилучшей; если их несколько, то из их подмножества выделяются те, которые имеют лучшую оценку по второму показателю и т.д.

Для расширения множества рассматриваемых альтернатив и улучшения качества решения по совокупности показателей может назначаться уступка, в пределах которой альтернативы считаются эквивалентными.

Выбор метода многокритериальной оптимизации зависит от наличия, полноты и вида представления информации о важности оптимизируемых показателей качества. Эта информация может быть получена двумя способами:

1. статистической оценкой, которая может достоверно применяться в тех случаях, когда имеется статистика для аналогичной ИС, эксплуатирующейся на предприятиях со сходной спецификой деятельности;
2. экспертной оценкой, в этом случае рассматриваемые методы многокритериальной оптимизации должны формулироваться в нечеткой постанов-

ке, а показатели качества представляют собой функции принадлежности вариантов СЗИ заданному уровню качества [2].

Условия применения метода оптимизации в зависимости от экспертной информации о предпочтении показателей показано в табл. 1.

Таблица 1 Условия применения методов оптимизации

Метод оптимизации	Условия применения
Метод главного показателя	Имеются достаточные основания считать один из показателей качества доминирующим
Метод аддитивного показателя	Определены весовые коэффициенты показателей и взаимозависимость частных показателей незначительна
Метод мультипликативного показателя	Определены весовые коэффициенты показателей и имеется существенная взаимозависимость частных показателей
Метод максимизации показателя (с равными весовыми коэффициентами)	Основная цель оптимизируемой системы имеет нечеткую формулировку, и невозможно получить согласованную экспертную оценку весовых коэффициентов показателей качества
Метод максимизации показателя (с разными весовыми коэффициентами)	Основная цель оптимизируемой системы имеет нечеткую формулировку, но при этом можно получить достаточно согласованную экспертную оценку весовых коэффициентов показателей качества
Методы последовательных уступок	Невозможно получить согласованную экспертную оценку весовых коэффициентов показателей качества, но сами показатели упорядочены по важности

Выводы

Оценка качества СЗИ в условиях высокой степени неопределенности условий ее функционирования носит нечеткий характер и должна проводиться с использованием не одной математической модели, а согласованного семейства моделей. Получение количественных показателей по результатам оценки позволяет измерять и объективно анализировать

основные свойства системы на всех стадиях жизненного цикла, что является необходимым условием синтеза оптимальных и адаптивных СЗИ.

Анализ и синтез оптимальных систем должны начинаться с выбора математически продуктивного критерия оптимальности в соответствии с архитектурой системы защиты и технологией обработки информации в ИС. Если задача оптимизации формулируется в нечеткой постановке, то показатели качества представляют собой функции принадлежности вариантов СЗИ заданному уровню качества. Для решения такой задачи необходимо использовать математический аппарат теории нечетких множеств.

Литература

1. **Анохин, А.М.** Методы определения коэффициентов важности критериев / А. М. Анохин, В. А. Глотов, В. В. Павельев, А. М. Черкашин // Автоматика и телемеханика, 1997. – №8, с3-35
2. **Асаи, К.** Прикладные нечеткие системы. / К. Асаи, Д. Вагада, С. Иваи, и др. –М., Мир, 1995. – 418 с.
3. **Есиков, О.В.** Оптимизация состава комплекса средств защиты информации в современных системах передачи и обработки информации / О. В. Есиков, А. С. Кислицын, Р. В. Акиншин // Радиотехника, 2001. – № 9.
4. **Конеев, И.Р.** Информационная безопасность предприятия / И.Р. Конеев, А.В. Беляев. – СПб. : БХВ-Петербург, 2003. – 752 с.
5. **Панкова, Л.А.** Организация экспертизы и анализ экспертной информации / Л. А. Панкова, А. М. Петровский, Н. В. Шнейдерман – М.: Наука, 1984. – 214 с.
6. **Полянский, Д.А.** Инвестиционное значение систем информационной безопасности в контексте современной организации производства. / Д. А. Полянский // Тезисы доклада на научно-практической конференции "Управление инновациями и инновационной деятельностью". Владимир: ВлГУ, февраль 2004.
7. **Полянский, Д.А.** Комплексная защита объектов информатизации. Книга 10. Оценка защищенности: учебное пособие / Д. А. Полянский; изд-во Владим. гос. ун-та, 2005. – 80 с.

8. **Полянский, Д.А.** Обеспечение информационной безопасности процесса принятия управленческих решений / Д. А. Полянский, В. Н. Устинов // Труды российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, выпуск LX-1 М, 2005, с 164-165.

9. **Полянский, Д.А.** Оценка экономической эффективности систем информационной безопасности / Д. А. Полянский, В. Н. Устинов // Труды российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, выпуск LX-1 М, 2005, с 162-163.

А.М. КУЛЕШОВ, Л.Т. СУШКОВА, Н.А. ШЕВЧЕНКО

МЕТОДЫ ТЕКСТУРНОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Аннотация - В статье описываются исследования известных методов текстурного анализа Р. Харалика и М. Унзера, основанных на подсчёте матриц совпадений и гистограмм сумм и разностей. Также рассматриваются методы текстурного анализа, с помощью которых определяется форма и направленность структурного элемента текстуры. Исследуется метод, основанный на нахождении автокорреляционной функции участка текстуры, и предлагается метод, представляющий собой его модификацию и названный *псевдокорреляцией*. Наряду с этим предложен новый метод, основанный на подсчёте светлых и тёмных строк различной длины на бинарном изображении.

Введение

Стремительное развитие такой области науки, как обработка изображений, обусловлено появлением на рынке быстродействующих ЭВМ, а также новых методов и алгоритмов обработки и распознавания образов.

Для обеспечения качественной, эффективной обработки изображений в таких областях, как, например, автоматизированный контроль качества, нужны программные модули, позволяющие распознавать параметры определённой группы цифровых изображений без участия человека. Создание таких программ предполагает разработку эффективных методов распознавания и анализа изображений.

Одним из важнейших этапов обработки изображений является текстурный анализ. Методы текстурного анализа достаточно разнообразны и их исследование и усовершенствование, а также создание новых – сложная задача.

В данной работе представлены результаты исследований известных статистических методов Роберта Харалика и Михаэля Унзера, а также зависимости текстурных признаков от изменений яркости. Последнее обусловлено тем, что в реальных условиях освещённость анализируемого объекта не может быть стабильной. Изменение освещённости существенно влияет на оценку исследуемых текстурных

признаков. Поэтому были разработаны соответствующие методы, основанные на автокорреляции и подсчёте длин строк на бинарном изображении, описание которых представлено ниже.

Работа выполнена в рамках совместного проекта с Фраунгоферовским институтом интегральных схем (г. Эрланген, Германия).

1. Методы гистограмм суммы и разности и матриц совпадений

В оригинальной модели метода Р. Харалика для подсчёта 28 статистических характеристик текстур введены так называемые матрицы совпадений [2]. В ячейках матрицы совпадений записываются частоты совместных возникновений пикселей с заданными яркостями, отстоящих на заданную дистанцию. Эти частоты характеризуют вероятности таких совместных возникновений. Подсчёт вероятностей в соответствии с оригинальной математической моделью может быть произведен по формуле:

$$P(i, j) = \frac{1}{N} \sum_{x=0}^z \sum_{y=0}^h \{I(x, y=i); I(x+dx, y+dy)=j\},$$

где N – нормирующий коэффициент, равный общему количеству пар, которые могут встретиться на изображении; I – значение яркости в данной точке изображения; z – ширина изображения; h – высота изображения в пикселях.

То есть вероятность возникновения пары пикселей с заданными значениями яркости, находящихся на заданный вектор друг от друга, вычисляется как сумма совпадений яркостей по всему изображению, нормированная на возможное количество совпадений по картинке. Для нахождения вероятностей возникновения всех возможных пар значений яркости достаточно проанализировать все пиксели то количество раз, которое равно количеству пар значений яркости.

Проведенный анализ метода Р. Харалика показал, что все нужные матрицы совпадений можно получить за один проход изображения. Для этого достаточно увеличить значение частоты, соответствующее каждой комбинации в момент её появления. Разработанный алгоритм, осуществляющий такое построение матриц, включает в себя определённую последовательность процедур. Вначале создаётся массив данных M размером $N \times N$, где N – количество уровней яркости для данного изображения. Далее для всех строк изображения последовательно производится следующая процедура. Для каждого пикселя в текущей строке значение яркости в ней определяет адрес столбца в массиве данных, в который записывается матрица. Адрес строки определяется значением яркости в пикселе, удалённом от текущего на нужный вектор. Таким образом, каждое совместное появление любой пары значений яркости фиксируется в ячейке матрицы совпадений с соответствующим адресом. Если нужно построить несколько матриц для разных векторов удаления пикселей, то это делается также за один проход изображения аналогичным образом.

Робертом Хараликом [2] было предложено построение симметричных матриц, в которых значения ячеек с обратными соответствующими координатами, например (30, 70) и (70, 30), должны быть равны. Однако для построения несимметричных матриц, в которых количество совпадений записывается только в одну ячейку матрицы, требуется выполнение меньшего количества операций, чем для построения симметричных. При анализе матриц абсолютно идентичные характеристики можно получить, уменьшив вдвое коэффициент нормирования матриц. Исследования показали, что при подсчёте и последующем анализе несимметричных матриц быстроедействие метода увеличивается на 50%.

Анализ математической модели метода гистограмм суммы и разности [7] показал, что для под-

счёта характеристик, предлагаемых М. Унзером, в большинстве случаев нет необходимости в построении гистограмм. Практически все статистические характеристики можно определить непосредственно при анализе изображения.

Для каждого направления и дистанции значения этих характеристик вычисляются по соответствующим формулам. Например:

$$\text{среднее: } mean = \sum_y \sum_x I(x, y) / N ;$$

$$\text{вариация: } v = \sum_y \sum_x (I(x, y) - mean)^2 / N ;$$

контраст:

$$contrast = \sum_y \sum_x (I(x, y) - I(x + d_x, y + d_y))^2 / N$$

и др.

Здесь: $I(x, y)$ – яркость в данной точке изображения, x и y – координаты данной точки изображения, d_x и d_y – смещение по оси x и по оси y . В совокупности эти смещения определяют угол и дистанцию, на основе которых вычисляются соответствующие характеристики.

Однако, как показали исследования, все статистические характеристики, кроме энергии и энтропии, можно определить без предварительного получения гистограмм сумм и разностей. Это объясняется тем, что вероятности $P_s(i)$ и $P_d(j)$, определяемые значениями из гистограмм суммы и разности соответственно, присутствующие в формулах статистических характеристик, могут быть подсчитаны непосредственно при анализе изображения, а полная вероятность присутствия всех значений суммы или разности равна единице. Докажем это на примере контраста.

В каждой отдельно взятой точке изображения перепад яркости в заданном направлении равен $j = I(x, y) - I(x + d_x, y + d_y)$.

Локальный контраст для заданного направления равен $K = j^2 = (I(x, y) - I(x + d_x, y + d_y))^2$.

Сумма вероятностей возникновения локального контраста данной величины равна апостериорному значению вероятности, или значению вероятности из гистограммы разности

$$P_d(j) = \sum_{y=1}^h \sum_{x=1}^z P_j(x, y),$$

где h – высота изображения, z – ширина изображе-

$$\text{ния, а } P_j = \begin{cases} 1/N \Leftarrow K = j^2 \\ 0 \Leftarrow K \neq j^2 \end{cases}.$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} \sum_j j^2 \cdot P_d(j) &= \sum_j \left(j^2 \sum_{y=1}^h \sum_{x=1}^z P_j(x, y) \right) = \\ &= \sum_j \left(\sum_{y=1}^h \sum_{x=1}^z j^2 \cdot P_j(x, y) \right) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{y=1}^h \sum_{x=1}^z \left(I(x, y) - I(x + d_x, y + d_y) \right)^2. \end{aligned}$$

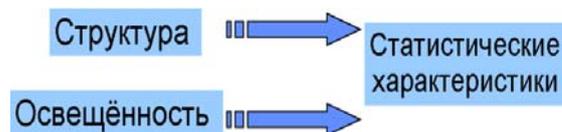
Таким образом, значение контраста равно сумме квадратов значений абсолютного локального контраста, нормированной на суммарное количество возникновений контраста, что и требовалось доказать.

Аналогичным образом можно подсчитать без использования матриц совпадений и некоторые характеристики, предлагаемые Робертом Хараликом. Например, корреляцию можно определить по формуле $k = \frac{1}{N} \cdot \sum_{x=0}^{z-1} \sum_{y=0}^{h-1} (I(x, y) - \mu)$, где μ – средняя яркость по окрестности.

Вычисление характеристик без предварительного подсчёта гистограмм значительно экономит вычислительные ресурсы лишь в тех случаях, когда размер изображения относительно невелик, а также в тех случаях, когда необходимо получить только несколько характеристик. Например, для быстрого разделения текстур от однородных объектов можно использовать только контраст или гомогенность.

Следует заметить, что описанный подход подсчёта статистических характеристик текстур без гистограмм не может быть использован в случаях, когда в формулах вычисления текстурных признаков вероятность возводится в степень или вычисляется её логарифм.

Результаты исследований статистических характеристик текстур свидетельствуют о том, что их значения определяются комбинацией свойств структуры и освещённости.



В качестве примера можно привести результаты эксперимента с двумя решётками. Обе являются последовательностью белых и чёрных вертикальных штрихов. Различие между ними состоит только в шаге. У первой он равен одному пикселю, у второй двум (рис. 1). Значения подсчитанных при помощи разработанных программных средств статистических характеристик решёток приведены в таблице 1.

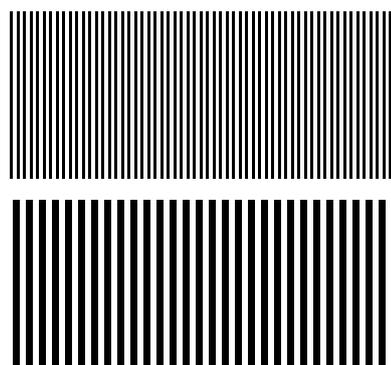


Рис. 1. Вертикальные решётки с различным шагом

Как видно из таблицы, достаточно сложно с помощью этих характеристик сделать вывод о том, что единственное различие между этими решётками – это шаг. Более того, изменяя среднюю яркость и отклонение, можно получить различные характеристики для таких решёток, не меняя их структуры.

Для достоверной оценки направленности и структуры текстуры поверхности необходим поиск методов, позволяющих решить эту задачу. Проведённые исследования показали, что для достижения этой цели можно использовать несколько разных подходов. Ниже рассматриваются подходы, основанные на применении корреляционной функции, бинарных образов и подсчёте длин строк.

2. Метод, основанный на автокорреляционной функции

Как известно, корреляция между двумя значениями яркости вычисляется по формуле $K = (I_1 - \mu) \cdot (I_2 - \mu)$, где μ – средняя яркость. Автокорреляция – это корреляция между значениями яркости двух различных пикселей одного и того же изображения, отстоящих на какой-то вектор дистанции. Автокорреляционная функция и ранее применялась в задачах текстурного анализа [1, 2, 3, 4]. Исследования показали, что эту величину можно использовать для поиска характерного элемента и

направления текстуры. Для этого нужно найти автокорреляцию фрагмента изображения с самим собой при различных векторах смещения (рис. 2). Средняя корреляция фрагмента изображения может быть подсчитана по следующей формуле

$$K = \frac{1}{N} \sum_x \sum_y I(x, y) \cdot I(x + dx, y + dy),$$

где dx и dy – смещения по осям декартовых координат, N – нормирующий коэффициент.

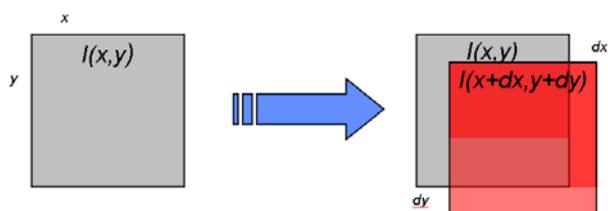


Рис. 2. Схема иллюстрации автокорреляции

Результатом такого подсчёта является корреляционная матрица, отображающая форму и размер среднего элемента текстуры. Например, для литой поверхности это будет «зерно», а для фрезерованной – вытянутые области, линии, в направлении или направлениях элементов на текстуре (рис. 3). Автокорреляционные матрицы, приведенные на рис. 4, получены путём нахождения автокорреляции фрагментов текстур при смещениях от -10 до +10 пикселей по осям x и y .

Однако вычисление автокорреляции по классической формуле применительно к обработке изображений имеет следующие недостатки.

Во-первых, корреляционная картина может быть не всегда ясной, и её дальнейший анализ может быть затруднён (рис. 4).

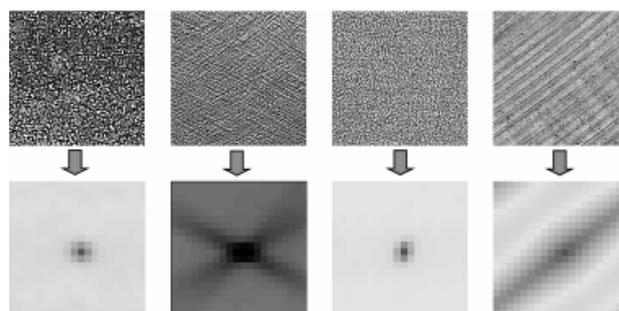


Рис. 3. Различные типы текстур (вверху) и автокорреляционные матрицы для них (внизу).

Во-вторых, если на анализируемом фрагменте текстуры присутствуют глобальные вариации яркости, то корреляционная картина может иметь некий постоянный фон.

Последнюю проблему можно решить путём введения нормализации по формуле

$$K = \frac{K - K_{\min}}{K_{\max} - K_{\min}}.$$

В результате с корреляционной картины ненужный «фон» будет удалён.

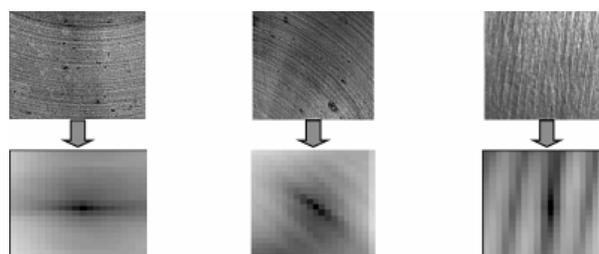


Рис. 4. Неясная корреляционная картина

Таблица 1. Статистические характеристики решёток.

	решётка с шагом 1				решётка с шагом 2			
	0°	45°	90°	135°	0°	45°	90°	135°
Среднее	127.5	127.5	127.5	127.5	127.5	127.5	127.5	127.5
Вариация	32512.5	32512.5	32512.5	32512.5	32512.5	32512.5	32512.5	32512.5
Энергия	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
Корреляция	-32512.5	- 32512.5	32512.5	-32512.5	0	0	32512.5	0
Энтропия	0	0	0	0	0	0	0	0
Контраст	65025	65025	0	65025	32512.5	32512.5	0	32512.5
Гомогенность	0	0	1	0	0.5	0.5	1	0.5
Оттенок Кл.	0	0	0	0	0	0	0	0
Вытянутость Кл.	0	0	42282.5	0	21141.25	21141.25	42282.5	21141.25
Норм. контраст	4	4	0	4	2	2	0	2

3. Метод, основанный на псевдокорреляции

Чтобы удалить с изображения информацию о глобальных вариациях яркости и оставить только информацию о его структуре, можно нормализовать его, применив преобразование $I = \frac{G \cdot (I - I_{\min})}{I_{\max} - I_{\min}}$,

где I – текущая яркость, G – количество уровней яркости на изображении, I_{\min} – минимальное значение яркости по окрестности (3 на 3 или 5 на 5 пикселей), I_{\max} – максимальное значение яркости по окрестности (Рис.5).

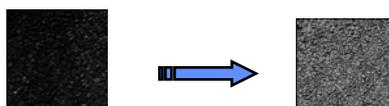


Рис. 5. Нормализация изображения

Такое преобразование практически инвариантно к средней яркости изображения.

Бинаризация такого изображения (даже с фиксированным порогом) позволяет получить бинарные образы, отличающиеся для разных типов текстур. Уже на этом этапе можно частично распознать различные типы текстур, если найти форму и размеры соответствующих бинарных образов.

Для текстуры литой поверхности характерно множество «зёрен» с одинаковыми во всех направлениях размерами, тогда как для шлифованной, фрезерованной текстуры – вытянутые штрихи, размер которых заметно больше. Найденные структурные элементы могут быть пронумерованы путём закрашивания каждого элемента в свой цвет. Если на таком преобразованном бинарном изображении найти корреляцию только между элементами одного и того же цвета, то можно получить картину, отображающую средний размер и направленность структурного элемента текстуры. Такой метод нахождения корреляции свободен от недостатков, свойственных методу, основанному на обычной классической формуле (рис. 6).

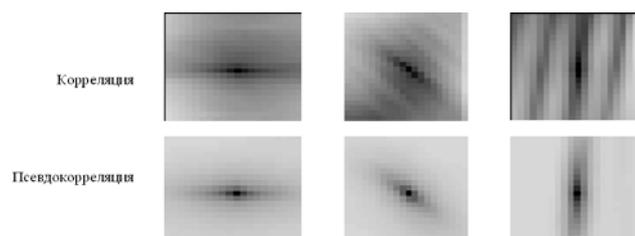


Рис. 6. Сравнение корреляции и псевдокорреляции

На картине, полученной таким образом, будет присутствовать только один элемент, для которого

легче найти геометрические характеристики. Псевдокорреляция находится следующим образом: для каждого значения смещения она принимает значение 1, если в текущей координате находятся пиксели одного цвета, и значение 0, если нет. Псевдокорреляция может быть найдена отдельно для тёмных и светлых элементов изображения.

4. Метод, основанный на подсчёте длин строк

Вычисление корреляционной матрицы может занять достаточно много времени. Поэтому в процессе исследований был разработан метод, при помощи которого можно найти направленность и размер элемента текстуры за более короткий промежуток времени. Суть метода заключается в подсчёте длин светлых и тёмных строк, лежащих в восьми различных направлениях на бинарном изображении. Отличие метода от аналогичного, предложенного ранее [10], в том, что строки находятся для бинарного изображения, а также в признаках, которые извлекаются из гистограмм длин.

Подсчет строк осуществляется следующим образом. Для каждого направления все пиксели изображения пробегаются последовательно. Длина текущей строки увеличивается до тех пор, пока не встретится переход с белого на чёрный или наоборот. При наличии такого перехода начинается новая строка. Результатом такого подсчёта может быть максимальное среднее значение строки или гистограмма строк.

В качестве текстурных признаков, которые могут быть получены на основе подсчёта длин строк, можно использовать отношение средних длин тёмных и светлых строк, а также среднеквадратическое отклонение длины строки для различных направлений. Исследования показали, что для зернистой текстуры, характеризующей литую поверхность, характерен малый разброс длин светлой строки, в отличие от обработанной поверхности. Для обработанной поверхности характерно меньшее соотношение суммарных длин светлых и тёмных строк, в отличие от литой.

Проведённые исследования показали, что данный метод обладает достаточной разделяющей способностью и эффективно распознаёт различные типы металлических поверхностей.

Заключение

Проведённые исследования показали, что на основе автокорреляционной функции можно получить текстурные признаки, отображающие форму и размер среднего элемента текстуры и обладающие большей инвариантностью к изменениям освещённости, чем статистические характеристики.

Использование метода корреляционной матрицы связано с рядом сложностей, таких, как: наличие нескольких корреляционных пиков, размытость и неясность корреляционной картины. Избежать этих сложностей позволяет метод псевдокорреляции, в основе которого, в отличие от метода классической корреляции, лежит анализ бинарных образов.

Разработанный метод подсчёта длин строк, также как и метод, основанный на автокорреляции, позволяет различать типы текстур и находить их направленность. Его достоинством является простота, и в ряде случаев он может служить альтернативой корреляционному подходу. Данный метод может быть рекомендован для использования в случае анализа текстур с ярко выраженной направленностью.

Литература

1. *Lin H.C., Wang L.L. and Yang S.N.*, "Extracting periodicity of a regular texture based on autocorrelation functions", *Pattern Recognition Letters*, 18 (1997) 433-443.
2. *Haralick R.M.*, "Statistical and structural approaches to texture", *Proc. 4th Int. Joint Conf. Pattern Recognition*, 1979, pp. 45-60.
3. *Ballard D.H.* (1981) "Generalizing the Hough transform to detect arbitrary shapes", *Pattern Recognition* 13 (2), pp. 111-112.
4. *Harwood D, Ojala T, Pietiköinen M, Kelmán S & Davis L* (1995) "Texture classification by center-symmetric autocorrelation, using Kullback discrimination of distributions." *Pattern Recognition Letters* 16:1-10.
5. *Computer vision – Linda Shapiro, George Stockman*, Prentice Hall, 2000.
6. *Robert M. Haralick, K. Shanmugam, Its'hak Dinstein.* Textural Features for Image Classification – *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. smg-3, no. 6, November 1973.
7. *Michael Unser* "Sum and Difference Histograms for Texture Classification" – *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1986.
8. *Christian Münzenmayer, Sylvia Wilharm, Joachim Hornegger, and Thomas Wittenberg.* Illumination Invariant Color Texture Analysis Based on Sum and Difference-Histograms – *DAGM 2005, LNCS 3663*, pp 17-24, 2005.
9. *Lam, S.W.* – C. Texture feature extraction using gray level gradient based co-occurrence matrices – *Systems, Man, and Cybernetics*, 1996., *IEEE International Conference on* Volume 1, 14-17 Oct. 1996 Page(s):267 - 271 vol.1.
10. *Mary M. Galloway* Texture Analysis Using Gray Level Run Length. – *Computer graphics and image processing*, 4, 172-179, 1975

К.А. ГРАДУСОВ, В.Г. ЧЕРНОВ

АЛГОРИТМ РАБОТЫ ИНФОРМАЦИОННОГО АГЕНТА В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ

Аннотация - В статье рассматривается информационный агент многоагентной системы поиска информации в распределенной вычислительной системе. Информационный агент распределенной вычислительной системы включает в себя программные агенты, отвечающие за поиск данных и анализа информационной базы, содержащей эти данные. Приведены и рассмотрены алгоритмы работы данных агентов.

При разработке распределенных программных систем зачастую модули, выполняющие управленческие функции, реализуют в виде агентов. Основной задачей таких агентов является повышение эф-

фективности управления ресурсами системы, частью которой они являются, путем введения элементов интеллектуального управления в соответствующие алгоритмы. Примерами таких ресурсов мо-

гут быть не только информация, но и пропускная способность, память, процессорное время [1]. В настоящее время уделяется большое внимание разработке систем такого класса.

В качестве примера будет рассмотрена распределенная вычислительная система, структурная схема элемента (узла) которой представлена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема узла распределенной вычислительной системы

Рассматриваемая система состоит из равноправных узлов, задача которых заключается в обработке данных, в соответствии с алгоритмами вычислительного модуля. В каждом вычислительном модуле могут быть реализованы различные алгоритмы, которые будут требовать данные независимо друг от друга. Для обеспечения потребностей вычислительного модуля в данных в каждом узле предусмотрены программные агенты, осуществляющие поиск необходимой информации на других узлах системы и анализирующие информацию, находящуюся на собственном узле для удовлетворения запросов других узлов. Функции взаимодействия узлов между собой реализованы посредством модуля связи. В некоторых случаях данный модуль также может состоять из соответствующих программных агентов, однако данные вопросы не являются материалом настоящей статьи.

Рассмотрим более подробно алгоритмы работы введенных программных агентов. Задачей агента поиска данных является обеспечение потребностей вычислительного модуля в необходимых данных. В случае, когда для продолжения дальнейших расчетов вычислительному модулю недостаточно данных, находящихся в собственной информационной базе он формирует запрос к агенту поиска данных. В запросе вычислительный модуль должен отразить признаки необходимых ему данных (в данном случае все данные в системе должны быть представле-

ны в виде объектов, содержащих как переменные, так и методы работы с ними). На основании полученного запроса агент поиска данных формирует запрос на поиск данных в системе. После чего передает его модулю связи. По результатам запроса могут быть получены либо положительные, либо отрицательные ответы. В случае получения положительного ответа необходимые данные передаются вычислительному модулю. В случае получения отрицательных ответов от всех узлов системы, агент поиска данных запрашивает дополнительную информацию у вычислительного модуля о данных (например, в ходе работы каких функций они могут быть получены). С помощью дополнительной информации данных агент поиска формирует новый, расширенный запрос. По результатам такого запроса либо определяется узел - источник необходимых данных и ему высылается заявка на их отправку текущему узлу после генерации, либо принимается решение о том, что вычислительному модулю текущего узла необходимо самому производить их вычисление. Особенностью последнего этапа является то, что по дополнительному запросу несколько узлов системы могут дать положительный ответ. Данная ситуация может возникнуть в силу недостаточно полной информации в расширенном запросе, либо в связи со схожестью работы различных вычислительных функций, выполняемых в текущий момент времени на разных узлах. Следовательно, при получении нескольких положительных ответов агент поиска данных должен определить наиболее вероятного генератора искомых данных. Выбор узла - наиболее вероятного генератора искомых данных может быть основан на максимальном совпадении информации содержащейся в запросе, и информации, полученной от вычислительного модуля. Структурная схема алгоритма работы агента поиска данных приведена на рис. 2.

Как уже упоминалось, для обработки запросов, поступающих от агентов поиска данных на каждом узле, реализованы агенты анализа информационной базы. Задачей агентов является определение наличия необходимых данных согласно полученному запросу и их отправке запрашивающему узлу. Для решения данной задачи предлагается следующий алгоритм работы агента. Агент может получить запросы двух типов: обычный и расширенный. При получении обычного запроса агент производит поиск необходимых данных в информационной базе своего узла.

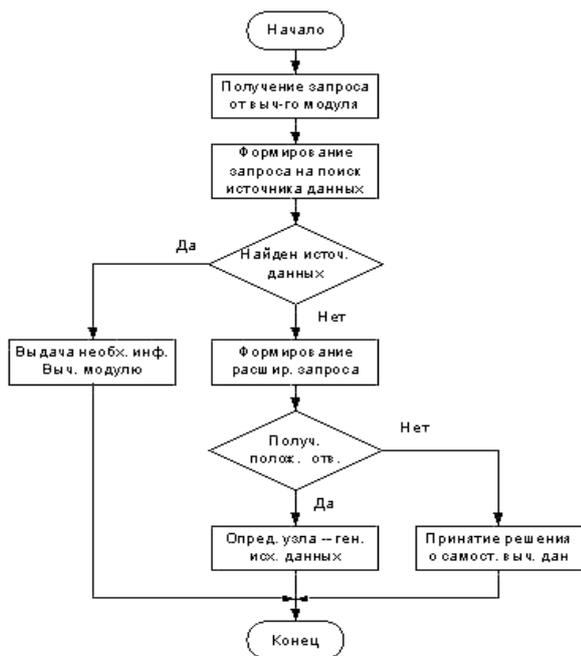


Рис. 2. Структурная схема работы агента поиска данных

Поиск производится по информации, содержащейся в запросе (имя или описание объекта). В случае удачного поиска агент высылает требуемые данные узлу - получателю, в обратном случае - отрицательный ответ. При получении расширенного запроса агент производит поиск не только в информационной базе своего узла, но также посылает запрос вычислительному модулю на предмет вычисляемых данных и работающих функций в настоящий момент времени. После обработки информации, полученной от вычислительного модуля и состояния информационной базы, агент анализа принимает решение, является ли его узел - узлом-генератором искомых данных или нет. И отправляет соответствующий ответ запрашивающему узлу. Принятие решения в данном случае может быть основано на анализе текущего состояния информационной базы, выполняемых в текущий момент времени функций вычислительного модуля используемых данных и т. п. Структурная схема алгоритма работы агента анализа информационной базы представлена на рис. 3.

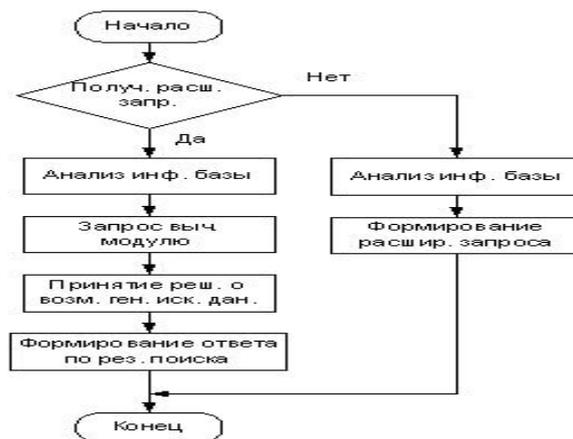


Рис. 3. Структурная схема алгоритма работы агента анализа информационной базы

Основной задачей разработанных алгоритмов является обеспечение максимального значения показателя эффективности системы подготовки данных для вычислений. В качестве такого показателя эффективности может выступать некая функция, которая связывает между собой такие характеристики работы, как: время поиска данных, полнота доставленных данных и загруженность системы связи.

Литература

1. Распределенные системы. Принципы и парадигмы. - Э. Таненбаум, М. Ван Стеен. - СПб.: Питер, 2003.
2. Герасимов Б. М., Тарасов В.А., Токарев И.В. Человеко-машинные системы принятия решений с элементами искусственного интеллекта. - К.: Наукова думка, 1993.
3. Поспелов Г. С. Искусственный интеллект - основа новой информационной технологии. - М.: Наука, 1988.

Д.В. АБРАМОВ, С.М. АРАКЕЛЯН, А.О. КУЧЕРИК, В.Г. ПРОКОШЕВ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛАЗЕРНО-ИНДУЦИРОВАННЫХ ГИДРОДИНАМИЧЕСКИХ НЕУСТОЙЧИВОСТЕЙ НА ОСНОВЕ ОБРАБОТКИ ОПТИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЛАСТИ ЛАЗЕРНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

Аннотация - Приведены результаты экспериментальных исследований по нелинейным взаимодействиям с веществом оптических полей. Определены количественные характеристики и условия возникновения пространственно-временного хаоса в области лазерного воздействия. Предложен физический механизм формирования стационарных поверхностных волновых структур в натекающем на границу кристаллизации потоке расплава.

Введение

Динамика поверхности расплава в области лазерного воздействия представляет значительный интерес в фундаментальных и прикладных физических исследованиях. С одной стороны, на ее основе разрабатываются различные модели развития гидродинамических неустойчивостей и энерго-массообмена при взаимодействии лазерного излучения с веществом. С другой стороны, она лежит в основе новых лазерных технологий, во многом определяя их эффективность и качество.

Практически сразу после проведения экспериментов по лазерной резке, сварке металлов и в других лазерных технологических процессах было обнаружено, что на обрабатываемой поверхности остаются застывшие регулярные волновые структуры, пространственный период которых составляет порядка 10 мкм [1-3]. Естественно предположить, что эти волновые структуры образуются при кристаллизации поверхности расплава, по которой распространяются капиллярные волны, возбуждаемые при лазерном воздействии.

Однако количество экспериментальных работ, в которых были предприняты попытки наблюдения в реальном времени волн, возникающих под действием лазерного излучения на поверхности жидкого металла сравнительно, невелико [4, 5].

Как показывают эксперименты, во многих случаях изображение области лазерного воздействия представляет собой сложное распределение участков различных градаций яркости, формы, оттенки которых меняются во времени. В частности, так выглядит оптическое изображение области развития гидродинамических неустойчивостей, индуцированных лазерным

излучением в расплаве металла в режимах, характерных для определенных лазерных технологических процессов.

В связи с этим представляет несомненный интерес наблюдение в реальном времени волновых и нерегулярных структур в области лазерного воздействия и применение статистических методов обработки оптических изображений для идентификации режимов развития лазерно-индуцированных неустойчивостей на поверхности вещества.

Теоретические модели

Специфика импульсно-периодического воздействия лазерного излучения на поверхность металла определяется соотношениями между временными и энергетическими параметрами лазерных импульсов и теплофизическими параметрами вещества [3]. Например, для стали при плотности мощности $Q \sim 10^5 \text{ Вт/см}^2$ и длительности импульса $\tau \sim 1 \text{ мс}$ течение расплава может изменяться от термокапиллярного течения в начальный момент времени при расплавлении вещества до «выплеска» или «фонтанирования» в момент вскипания жидкости и последующей кристаллизации расплава, если промежуток времени между последовательными импульсами достаточно большой. При этом и характер течения изменяется от ламинарного до развитой турбулентности при «выплеске» жидкости и вновь ламинарного течения после окончания лазерного импульса при кристаллизации расплава.

При этом скорость течения при выплеске до величины достигает порядка 1 м/с, а число Рейнольдса $Re \sim 10^3$. При таких величинах Re

можно ожидать, что течение расплава будет турбулентным.

В настоящее время существуют различные подходы к описанию турбулентного течения жидкости.

Если число Рейнольдса превышает некоторое критическое значение, но это превышение невелико (слабонадкритический режим), то можно воспользоваться так называемым маломодовым приближением [6]. В этом случае результирующее течение представляется как суперпозиция конечного (сравнительно небольшого) количества пространственных мод, амплитуда которых зависит от времени. Для описания течения в этом приближении необходимо нахождение этих пространственных мод, однако широко распространен подход, в котором на основании теоремы Такенса ограничиваются анализом временной зависимости амплитуды одной из мод (более подробно см. [7, 8]).

Ценность модели для обработки результатов экспериментальных исследований в том, что по одномерной реализации процесса, измеряя одну из компонент скорости, восстанавливают фазовый портрет динамической системы, которую можно поставить в соответствие наблюдаемому процессу. Структура и поведение фазовых траекторий определяют размерность динамической системы и эффективное число мод. В соответствии с [8] размерность по Ляпунову может быть определена следующим образом:

$$D_L = j + \frac{\sum_{i=1}^j \lambda_i}{|\lambda_{j+1}|} \quad (1)$$

где λ_i - показатели Ляпунова, а j - наибольшее целое число, для которого $\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_j \geq 0$ (позволяет определить общую тенденцию поведения фазовых траекторий к сходимости или к расходимости).

Если число Рейнольдса достаточно велико, возбуждается большое количество пространственно-временных мод, то турбулентность развита. Для количественных оценок в этом случае необходимо измерить зависимость пульсаций скорости течения в двух точках $u_2 - u_1$ от расстояния между этими точками l , которые определяют энергетический спектр пульсаций скорости. Для

однородной изотропной турбулентности вдали от границ эти величины могут быть найдены по теории Колмогорова [8]. Можно ожидать и в нашем случае аналогичных зависимостей. Следует сразу отметить, что в наших экспериментах измеряется относительное изменение скоростей на поверхности, а не вдали от границ, кроме того, развитие турбулентности под действием лазерного импульса носит нестационарный характер.

Наблюдаемой величиной в наших экспериментах является яркость $J(x, y, t)$, усредненная за время экспозиции камеры, регистрируемых динамических изображений. Двумерному распределению яркости может быть сопоставлен рельеф возмущенной поверхности жидкости $h(x, y, t)$. Алгоритм восстановления формы поверхности построен при условии постоянства индикатрисы рассеяния при отражении света [9]. Далее из граничных условий могут быть определены усредненные распределения возмущений давления, температуры и скорости течения $\vec{u}(x, y, t)$ на поверхности. В общем случае, когда возмущения не являются малыми, задача определения формы поверхности и возмущений скорости требует значительных расчетных и временных затрат, однако, на наш взгляд, важно, что существует принципиальная возможность поставить в соответствие регистрируемому оптическому изображению поверхности жидкости поле возмущений скорости на границе среды. Если толщина слоя жидкости мала, т.е. $H < l$, то течение будет определяться распределением возмущения на поверхности. Если $H \gg l$ регистрируемые поверхностные мелкомасштабные возмущения не определяют крупномасштабные движения жидкости внутри слоя [10]. Таким образом, возможности предлагаемого метода анализа гидродинамических течений по оптическим изображениям поверхности наиболее полно реализуются для тонких слоев расплава

Описание экспериментальной установки

В работе в качестве излучения накачки использовалось излучение лазера на YAG:Nd³⁺ ($\lambda = 1,06$ мкм), работающего в импульсно-периодическом режиме (длительность импульса $\tau = 1,5-2,5$ мс, частота следования $f = 150$ Гц); при этом обеспечивалась плотность мощности излучения на поверхности образца (металлы: сталь, свинец, титан и др.) до 10^6 Вт/см². В качестве монитора

использовался лазерный усилитель на парах меди ($\lambda = 0,51$ мкм, $\tau = 20$ нс, $f = 16$ кГц); его отраженное от зоны воздействия на поверхности образца излучение выполняло роль зондирующего пучка. Регистрация возникающих гидродинамических режимов осуществлялась с помощью CCD-камеры (с быстродействием порядка 0.2 мс) и соответствующей проекционной оптики (обеспечивающей пространственное разрешение динамических изображений не хуже 2 мкм) с выходом на персональный компьютер, позволяющий производить обработку данных и распознавание образов как непосредственно в процессе измерений, так и после них. Подробности экспериментальной схемы приведены в [11, 12].

Экспериментальные результаты Обработка оптических изображений области лазерного воздействия

На рис. 1 показаны оптические изображения области лазерного воздействия на поверхности металла, полученные при помощи описанной выше экспериментальной установки. В процессе воздействия одного лазерного импульса длительностью $\tau = 1,5$ мс характер оптического изображения меняется от регулярного в начале воздействия до хаотического и волновых структур. Первый кадр (рис.1 а) соответствует ламинарному течению расплава, на втором кадре (рис.1 б) можно видеть характерное изображение поверхности в момент выплеска под действием давления паров отдачи при кипении жидкости. Отчетливо виден выплеск жидкости, в виде турбулентного течения кольцевой формы (отмечено стрелкой), третий кадр (рис. 1 с) мы интерпретируем как расширение области турбулентного течения при движении расплава по инерции после прекращения кипения и исчезновения давления паров [3]. Следующие кадры (рис. 2) показывают формирование волн на границе кристаллизации металла.

Спектр пространственных частот яркости течения в момент выплеска расплава

На рис. 3 показаны графики распределения энергии по пространственным частотам $k = 2\pi/l$

для гидродинамического процесса в области лазерного воздействия при различных значениях плотности мощности излучения. Зависимости получены при обработке оптических изображений (одно из обработанных изображений приведено на рис.1 с), соответствующих турбулентному режиму течения.

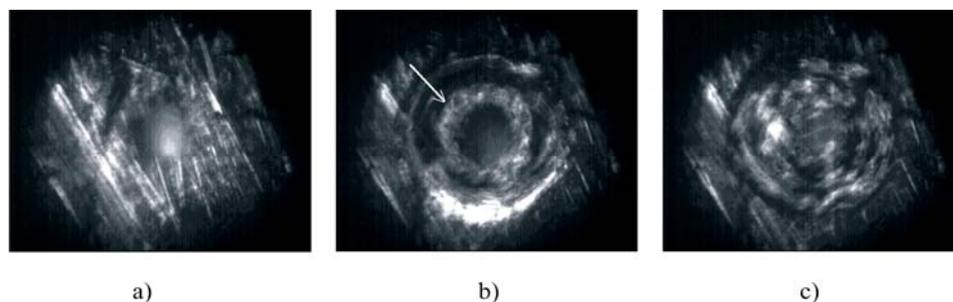


Рис. 1. Оптические изображения области лазерного воздействия на поверхности металла

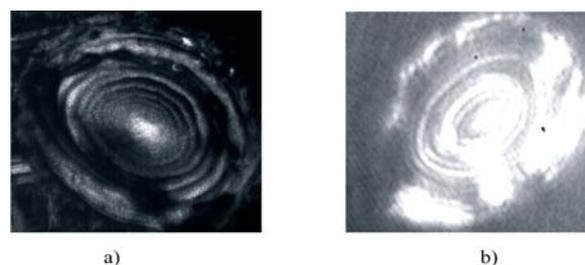


Рис. 2. Формирование волн на границе кристаллизации металла.

На графиках (рис. 3) можно выделить линейный участок убывания, наклон которого соответствует степени $x = -1,43$ в законе распределения энергии пульсации скорости по пространственным масштабам

$$E(k) = Ck^{-1,43}, \quad (2)$$

где C - константа.

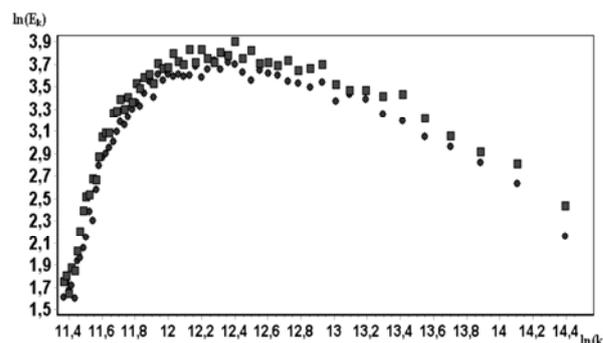


Рис. 3. График зависимости

Уменьшение плотности мощности также приводит к смене гидродинамического режима, при этом спектр пространственных частот практически не содержит линейного участка, что можно рассматривать как переход от развитой турбулентности к маломодовому режиму хаотических гидродинамических колебаний.

Количественные характеристики пространственного распределения яркости в момент выплеска расплава.

Учитывая, что в ванне расплава формируются сложные по своей природе течения, оптические изображения которых имеют широкий диапазон градаций яркости, разработан алгоритм, который ставит в соответствие данному изображению распределение яркости с двумя градациями (далее двухцветное изображение см. рис 4).

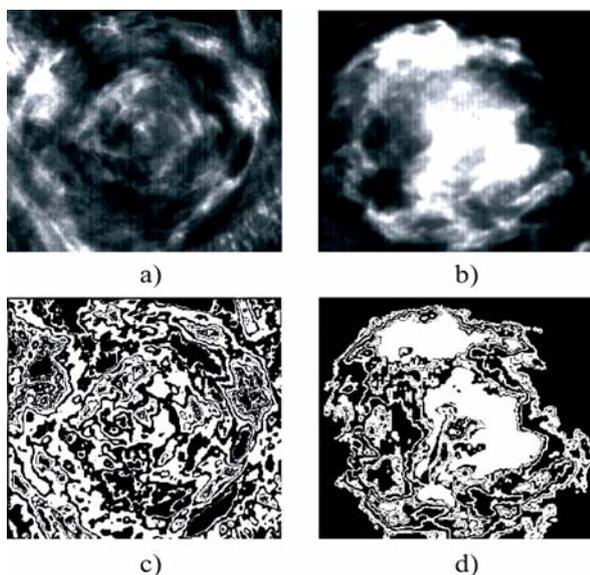


Рис. 4. Изображения распределения яркости с двумя градациями

Для анализа структурной сложности полученных двухцветных изображений рассчитаем размерность Хаусдорфа-Безиковича D_H . В данной работе использовался следующий метод определения размерности D_H [13]. Исследуемое изображение, состоящее из отдельных элементов, покрывалось квадратами со стороной b . Если в произвольный квадрат попадал элемент исследуемой структуры, то он считался приближением исходного изображения этого

элемента. Уменьшая размер b , можно добиться, что площадь отдельных квадратов становилась сравнимой с площадью отдельных элементов, образующих изображение. По зависимости площади изображения от шага разбиения восстанавливалась фрактальная размерность как производная степенной зависимости площади изображения от размера b . Для определения информационной сложности изображений рассчитывалась энтропия по Шеннону

$$\varepsilon = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_i \ln(p_i), \quad (3)$$

где p_i – вероятность попадания точки изображения в соответствующую градацию яркости, в данном случае в черный или белый цвет. Введем понятие «топологической энтропии», аналогичной введенной в работе [14] как

$$\varepsilon_t = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\ln(C(N, \varepsilon))}{N}, \quad (4)$$

где $C(N, \varepsilon)$, количество пар точек, имеющих разность яркостей не больше заданной величины ε и лежащих на расстоянии не большем, чем r , вычисленное через корреляционный интеграл

$$C(N, \varepsilon) = \frac{1}{N^2} \sum_{i,j=1}^N \theta(r - \rho(x_i, x_j), \varepsilon - |I_i - I_j|), \quad (5)$$

выраженный через функцию Хэвисайда

$$\theta(r - \rho(x_i, x_j), \varepsilon - |I_i - I_j|) = \begin{cases} 1, & [r - \rho(x_i, x_j)] \geq 0 \text{ и } [\varepsilon - |I_i - I_j|] \geq 0 \\ 0, & [r - \rho(x_i, x_j)] < 0 \text{ или } [\varepsilon - |I_i - I_j|] < 0 \end{cases} \quad (6)$$

Корректность использования предлагаемых параметров была проверена на тестовых изображениях фрактальных множеств с различными особенностями, было показано, что введенные в данной работе величины с достаточной степенью надежности описывают свойства изображений.

В таблице 1 приведены величины характерных параметров для изображений поверхности при двух значениях мощности.

Из таблицы видно, что изображение без особенностей в нашем случае - это волны на поверхности расплава вещества, величина D_H близка к 2. Если оптическое изображение соответствует турбулентному течению, становится хаотическим, то размерность D_H скачком возрастает, причем при увеличении плотности мощности амплитуда скачка увеличивается. Аналогичное изменение испытывают величины информационной и топологической энтропии, то есть данные параметры характеризуют степень хаотизации оптического изображения, а значит и течения, которое ему соответствует.

Временные характеристики яркости течения расплава

Анализ низкочастотной части спектра (частота $\nu < 1000$ Гц) наблюдаемых гидродинамических процессов, индуцированных лазерным излучением, был проведен на основе метода восстановления фазового портрета динамической системы по одномерной реализации (зависимости яркости в центре изображения от времени)[11]. При этом режим лазерного воздействия выбирался таким, что выплеска расплава не наблюдалось и полного затвердевания между импульсами не происходило, при этом геометрические размеры ванны расплава не менялись, то есть режим воздействия был установившимся.

Фурье-спектр наблюдаемой временной зависимости содержал компоненты на частоте следования лазерных импульсов ее гармониках и субгармониках. Но наряду с этим были обнаружены низкочастотные (порядка десяти герц) колебания, которые имеют хаотический характер и гидродинамическую природу. Нами был выполнен анализ процессов развития гидродинамических неустойчивостей на поверхности вещества под

действием лазерного излучения, который позволяет определить характер изменения Фурье-спектра и фазовых портретов.

Таблица 1.

Характерные параметры	Мощность 20Вт		Мощность 60Вт	
	Волны на поверхности	Турбулентное течение	Волны на поверхности	Турбулентное течение
D_H	1,91	2,23	2,01	2,62
\square_i	0,26	0,47	0,29	0,61
\square_t	0,92	1,1	0,93	1,69

Получено, что, во-первых, спектр колебаний по мере развития неустойчивости первоначально усложняется, а затем становится квазинепрерывным (см. рис. 5).

Во-вторых, фазовые портреты в пространстве координат временной задержки имеют вид, характерный для сценария развития образования хаотических колебаний через разрушение двумерного тора [8] (см. рис. 6).

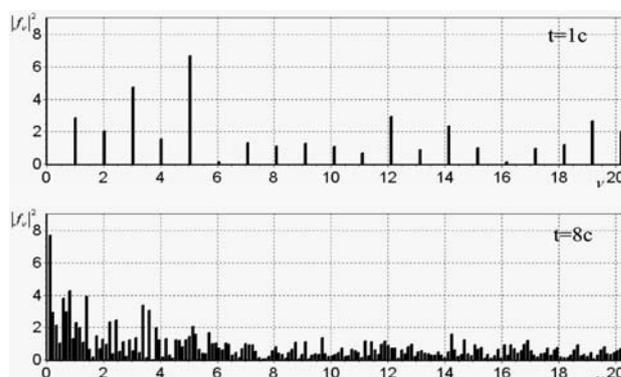


Рис. 5. Спектры колебаний

Наконец, в-третьих, параметры, определяющие колебательную систему, которая ставится в соответствие наблюдаемой зависимости $J(t)$, также имеют специфические для хаотической системы значения.

Результаты расчета трех параметров размерности по Ляпунову D_L , размерности Хаусдорфа-Безиковича D_H и энтропии Шеннона ϵ приведены в табл.2

Таким образом, оказывается возможной количественная классификация возбуждения динамических стохастических режимов в рассматриваемом случае лазерного инициирования гидродинамических неустойчивостей в зоне плавления на поверхности металлов. При этом смена режима соответствует резкому изменению соответствующего параметра размерности.

Формирование волн на поверхности расплава при кристаллизации

Оптические изображения, приведенные на рис. 2 соответствуют ярко выраженной волновой структуре, которая формируется на поверхности расплава после окончания лазерного импульса при кристаллизации металла. Физический механизм, ответственный за генерацию капиллярных волн, при кристаллизации расплава может заключаться в следующем. Практически сразу после окончания действия импульса силового лазера на границе расплава начинается процесс кристаллизации и затухающие гидродинамические возмущения. Нам удается фиксировать этот момент времени с точностью 0,2 мс по появлению характерного металлического блеска на краю оптического изображения каверны.

Затухание гидродинамических возмущений после выключения лазерного излучения происходит неравномерно. В первую очередь затухают мелкомасштабные возмущения, поэтому, начиная с некоторого момента времени, остается крупномасштабное вихревое течение, по структуре, по-видимому, аналогичное течению при стационарной термокапиллярной конвекции (скорость на поверхности направлена от центра к границам) [3]. При натекании потока с постоянной скоростью на границы должны формироваться стационарные капиллярные волны. Условие существования этих волн - равенство их фазовой

скорости и скорости натекающего потока [15]. В стационарном случае они неподвижны

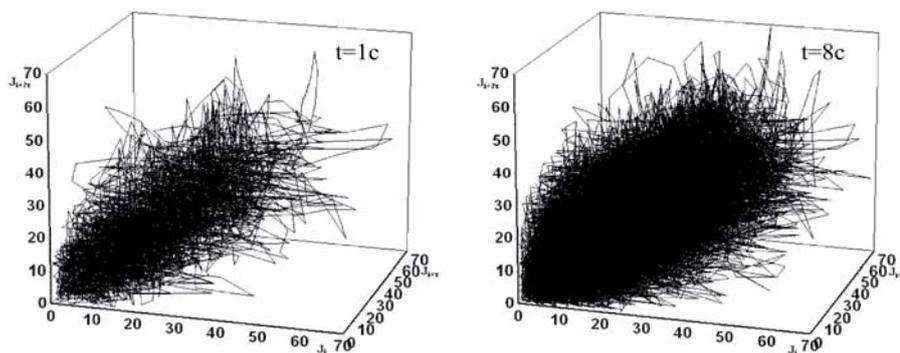


Рис. 6. Фазовые портреты в пространстве

Таблица 2.

Длительность реализации в эксперименте, с	сталь			свинец		
	D_L	D_m	ϵ	D_L	D_m	ϵ
1	2.06	2.14	0.63	2.03	2.15	0.58
8	2.40	2.34	0.83	2.68	2.48	0.96

относительно препятствия. Роль препятствия (возмущения), ответственного за возбуждение стационарных волн, в нашем случае играют стенки каверны. При уменьшении скорости натекающего потока длина стационарных волн – увеличивается, и они релаксируют вместе с потоком, т.е. с самым крупномасштабным гидродинамическим возмущением. Если длина волны известна, то можно оценить скорость натекающего потока по формуле:

$$U^2 = \frac{2\pi \sigma}{\lambda \rho} th\left(\frac{2\pi H}{\lambda}\right), \quad (7)$$

где λ - длина волны, измеренная по оптическому изображению волновых структур (рис. 2), значение скорости $U=8,43$ для титана, $U=2,8$ м/с для свинца. Данные значения скоростей потока достаточно хорошо соответствуют теории и результатам измерений авторов работ [3]. Необходимо отметить, что в формирование волн может внести свой вклад конденсация паров на границе кристаллизации. Косвенное указание на это дает появление яркого блика в области кристаллизации. Предложенный сценарий появления волновых структур после лазерного воздействия и роль в данном процессе конденсации паров требуют дальнейших исследований.

Заключение

В настоящей работе приведены комплексные исследования по нелинейным взаимодействиям с веществом оптических полей, включающие в себя визуализацию процесса воздействия лазерного излучения на поверхность вещества, регистрацию развивающихся при этом динамических пространственных структур и неустойчивостей в реальном масштабе времени, не доступных для стандартных методов наблюдения. Экспериментальная методика лазерной диагностики в реальном времени основана на применении лазерного усилителя яркости оптического изображения. Количественные результаты получены на основе обработки динамических изображений области лазерного воздействия и математических моделей на основе методов нелинейной динамики и фрактальной геометрии. Изображения классифицированы в зависимости от гидродинамического режима, происходящего в ванне расплава. Определены количественные характеристики и условия возникновения пространственно-временного хаоса в области лазерного воздействия с целью нахождения критериев, характеризующих степень упорядоченности процессов энерго- и массопереноса и их управление/оптимизацию. Показано, что спектры колебаний, фазовые портреты и управляющие параметры изучаемых процессов близки к соответствующим характеристикам модельных гидродинамических экспериментов по наблюдению стохастических режимов. Предложен физический механизм формирования стационарных поверхностных волновых структур в натекающем на границу кристаллизации потоке расплава.

Данные исследования позволяют разработать новые физические принципы управления фундаментальными свойствами поверхности конденсированных сред в процессе лазерного воздействия и осуществлять оптимизацию такого воздействия при возбуждении пространственно-временных неустойчивостей.

Работы осуществлены при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 06-08-96332).

Литература

1. *Рыкалин Н.Н., Углов А.А., Кокора А.Н.* // Физика и химия обработки материалов, 1972. №5. С. 14.
2. *Рыкалин Н.Н., Углов А.А., Кокора А.Н.* Лазерная обработка материалов. М.: Машиностроение, 1975.
3. *Веденов А.А., Гладуш Г.Г.* Физические процессы при лазерной обработке материалов. М.: Энергоатомиздат, 1985
4. *Зайкин А.Е., Катулин В.А., Левин А.В., Петров А.Л.* // Квантовая электроника, 1991. Т.18. №6. С. 699.
5. *Арутюнян Р.В., Баранов В.Ю., Большов Л.А., Долгов В.А., Малюта Д.Д., Межевов В.С., Семак В.В.* // Квантовая электроника, 1988. Т. 15. №3. С. 638.
6. *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.* Гидродинамика. М.: Физматлит, 2001.
7. *Рабинович М.И., Трубецков Д.И.* Введение в теорию колебаний и волн. М.: Наука, 1992.
8. *Анищенко В.С., Астахов В.В., Вадивасова Т.Е., Нейман А.Б., Стрелкова Г.И., Шиманский-Гайер Л.* Нелинейные эффекты в хаотических и стохастических системах. М.: Институт компьютерных исследований, 2003.
9. *Prokoshev V.G., Kucherik A.O., Abramov D.V., Klimovskii I.I., Galkin A.F., Arakelian S.M.* Diagnostic of laser modification of a graphite surface.// Materials of international conference "Laser Matter Interaction-XI", 30.06.03-04.07.03, Pushkin, Russia. P. 26.
10. *Зейтунян Р.Х.* // УФН, 1998. Т. 168, №3, С. 260.
11. *Багаев С.Н., Прокошев В.Г., Абрамов Д.В., Кучерик А.О., Аракелян С.М., Климовский И.И.* // Доклады Академии наук. Серия физическая, 2004. Т. 395, №. 2, С. 183
12. *Прокошев В.Г., Климовский И.И., Галкин А.Ф., Абрамов Д.В., Аракелян С.М.* // Известия Академии Наук. Серия физическая, 1997. Т. 61. №8. С.1560.
13. *Prokoshev V.G., Galkin A.F., Klimovskii I.I., Abramov D.V., Danilov S.Yu., Kucherik A.O., Arakelian S.M.* // Proceedings of SPIE, 2002. V. 4644. P.168.

14. *Афраймович В.С., Рейман А.М.* Динамический хаос. М.: Мир, 1988.

15. *Лайтхилл Дж.* Волны в жидкостях. М.: Мир, 1981.

М.А. КУЛАКОВ, М.Ю. МОНАХОВ

МНОГОУРОВНЕВАЯ МОДЕЛЬ БЕЗОПАСНОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Аннотация - На основе аналитического обзора классификаций угроз и уязвимостей в информационных системах предлагается многоуровневая модель безопасности, определяются подходы к оценке уровня защищенности системы на основе предложенной модели.

Введение

Очевиден тот факт, что защита информации (ЗИ) в корпоративных информационных системах (ИС) приобретает в настоящее время все большее значение. Для любой организации потеря или утечка определенного количества конфиденциальной информации может привести к большим финансовым потерям. Поэтому постоянно растет доля расходов организаций на обеспечение целостности информации и защиты ее от возможных внутренних и внешних угроз. И если раньше защитой собственной ИС занимались в основном крупные компании и корпорации, то сейчас такая проблема встала даже перед небольшими компаниями и фирмами.

Кроме того, следует отметить, что все большее распространение получают распределенные ИС, ведь, как правило, информационная инфраструктура организации не ограничивается локальной вычислительной сетью.

Зачастую она включает в себя удаленные офисы и филиалы, мобильных пользователей и т.п. Информационные ресурсы и информационные потоки в таких системах распределены как во времени, так и в пространстве, что создает серьезные трудности для оценки защищенности информации.

Как и любая другая оценка, оценка защищенности ИС может основываться как на количественных, так и на качественных показателях. Качественные оценки защищенности получаются путем анализа системы на соответствие определенным критериям безопасности, которые обычно берутся из общепринятых стандартов в этой области. В результате анализа делается вывод о соответствии или несоответствии уровня защищенности определенному стандарту или определенному классу защиты.

Для проведения количественной оценки защищенности ИС необходимо формализовать задачу, т.е. представить ИС и её параметры, связанные с ЗИ, в виде математической модели. После этого к полученной модели применяют ряд методов и алгоритмов с целью получить итоговую оценку уровня защищенности.

Однако в обоих видах оценки существует ряд проблем и вопросов, которые еще ждут своего решения. Так отрицательным моментом качественной оценки защищенности является полное игнорирование динамики системы и ряда количественных параметров телекоммуникационной сети (например, пропускной способности, надежности, ресурсоемкости и т.д.). В то же время все попытки количественной оценки сталкиваются с трудностью формализации некоторых аспектов задачи (человеческий фактор, ошибки в ПО и т.п.), в результате чего корректность конечной оценки ставится под сомнение.

Поэтому существует необходимость в создании методик комплексной оценки защищенности ИС. Однако разработка такой методики невозможна без создания адекватной модели распределенной ИС, которая учитывала бы: физическую структуру ИС, её логическую и программную организацию, организационную структуру.

Модель безопасности распределенной информационной системы

Представленная модель безопасности учитывает все эти аспекты и носит многоуровневый характер. Рассмотрим модель подробнее.

- Физический уровень

Охватывает физическую составляющую распределенной ИС и её коммуникационную подсистему. Объектом атаки на этом уровне становятся центры

хранения информации, коммуникационные устройства, линии связи. Осуществление основных угроз безопасности связано главным образом с физическим доступом к информационным ресурсам.

- Сетевой уровень

Описывает логическую организацию системы на программно-аппаратном уровне. Объектом атаки на этом уровне становятся сетевые программно-аппаратные объекты ИС: ПЭВМ, сервера, коммуникационные устройства и интерфейсы, протоколы и сетевые пакеты. Осуществление основных угроз безопасности связано главным образом с сетевым доступом к информационным объектам.

- Уровень приложений

Охватывает совокупность программных средств, используемых в распределенной информационной системе, а также описывает принципы их функционирования и взаимодействия (в том числе сетевого) друг с другом. Объектом атаки на этом уровне становятся программные средства, используемые в ИС, и информационные потоки между ними. Осуществление основных угроз безопасности связано главным образом с поиском и эксплуатацией уязвимостей в программном обеспечении.

- Уровень ресурсов

Охватывает совокупность информационных ресурсов, естественным или искусственным способом выделяемых в распределенной ИС, а также описывает политики разграничения прав доступа к этим ресурсам. Объектом атаки на этом уровне становятся выделенные информационные ресурсы и информационные потоки между ними. Осуществление основных угроз безопасности связано главным образом с нарушением прав доступа к информационным ресурсам.

- Уровень бизнес-процессов (организационный уровень)

Охватывает совокупность политик и бизнес-процессов в распределенной ИС, её организационную структуру, административную составляющую. Объектом атаки на этом уровне становится человек, а также слабые места административных политик безопасности ИС. Осуществление основных угроз безопасности связано главным образом с применением методов социальной инженерии.

На всех уровнях модели возможно осуществление угроз нарушения конфиденциальности, целостности информации и угрозы отказа в обслуживании.

Многоуровневый характер модели позволяет провести аналогию с сетевой моделью OSI (табл.1).

Таблица 1. Сравнение модели безопасности и модели OSI

Уровни модели безопасности	Уровни модели OSI
Физический	Физический
Сетевой	Канальный Сетевой Транспортный
Приложений	Сеансовый Представления данных Приложения
Информационных ресурсов	Нет аналога
Организационный	Нет аналога

Предложенная модель безопасности, с одной стороны, включает в себя все уровни модели OSI, а с другой стороны, является более обобщенной. Именно благодаря введению четвертого и пятого уровня модели безопасности достигается её комплексный характер.

Каждый уровень модели охватывает свое пространство угроз, уязвимостей и должен иметь свои механизмы безопасности.

Классификация угроз и уязвимостей

В настоящее время существует множество классификаций угроз и уязвимостей. Однако лишь немногие из них являются комплексными и охватывают все сферы информационной безопасности. Так, например, широко известная классификация Web Application Security Consortium [1] является весьма полной и проработанной, но охватывает лишь безопасность Web-приложений.

Наиболее общепризнанной является классификация, которая рассматривает всего три угрозы информационной безопасности [2]: угрозы нарушения целостности, конфиденциальности и доступности информации. Действительно, эту классификацию можно вписать практически в любую модель безо-

пасности информационной системы. Однако слишком общий характер такого разделения угроз неизбежно потребует дальнейшей детализации при оценке уровня защищенности ИС.

По другой классификации, предложенной А.В. Лукацким [3], уязвимости ИС делятся на три вида: уязвимости проектирования, уязвимости реализации, уязвимости эксплуатации. Т.о., описывается полный цикл «жизни» ИС, а следовательно и все возможные угрозы безопасности. Однако такая классификация также является слишком общей для оценки защищенности системы и требует дальнейшей детализации. Развить данную классификацию попытались путем применения унифицированного языка моделирования UML [4]. Однако и эта работа не была завершена.

Наиболее полной с точки зрения охвата различных сфер информационной безопасности является классификация, предложенная Digital Security (DSECCT) [5]. Данная классификация делит все угрозы информационной безопасности на организационные и технологические. Технологические в свою очередь делятся на физические и программные (логические). Дальнейшая детализация угроз информационной безопасности идет в направлении выделения объекта атаки (на канал связи, ресурс, ОС и т.п.) и причины угрозы (форсмажор, нарушитель и т.д.). Таким образом, данная классификация охватывает практически все сферы информационной безопасности и может быть легко вписана в предложенную многоуровневую модель безопасности ИС.

Количественная оценка защищенности информационной системы

Для оценки безопасности ИС с применением разработанной многоуровневой модели можно использовать существующие методики количественной оценки защищенности. В настоящее время наиболее глубоко проработанными и исследованными являются:

- Метод экспертных оценок;
- Метод информационных потоков;
- Метод защиты с полным перекрытием;
- Вероятностный метод;
- Метод весовых коэффициентов.

Применительно к рассмотренной модели безопасности и классификации угроз наибольший инте-

рес представляет «метод защиты с полным перекрытием» [6].

В данном методе рассматривается взаимодействие трех множеств:

$T = \{t_i\}$ - множество угроз безопасности,

$O = \{o_j\}$ - множество объектов (ресурсов) защищенной системы,

$S = \{s_k\}$ - множество механизмов безопасности АС.

Для описания системы защиты обычно используется графовая модель. Множество отношений угроза-объект образует двухдольный граф $\{<T, O>\}$. Цель защиты состоит в том, чтобы перекрыть все возможные ребра в графе. Это достигается введением третьего набора S ; в результате получается трехдольный граф $\{<T, S, O>\}$. В идеале каждый механизм защиты должен исключать соответствующий путь реализации угрозы. В действительности же механизмы защиты обеспечивают лишь некоторую степень сопротивляемости угрозам безопасности. Поэтому в качестве характеристик элемента набора барьеров может рассматриваться набор $\langle P, D, R \rangle$, где P - вероятность появления угрозы, D - величина ущерба при удачном осуществлении угрозы в отношении защищаемых объектов (уровень серьезности угрозы), а R - степень сопротивляемости механизма защиты S , характеризующаяся вероятностью его преодоления. Для определения величины защищенности Z можно воспользоваться формулой:

$$Z = \frac{1}{\sum_{\forall bk \in B} (P_k D_k (1 - R_k))}$$

Знаменатель определяет суммарную величину остаточных рисков, связанных с возможностью осуществления угроз T в отношении объектов автоматизированной системы O при использовании механизмов защиты S . Суммарная величина остаточных рисков характеризует общую уязвимость системы защиты, а защищенность определяется как величина, обратная уязвимости.

Применение данной методики в рассматриваемой модели потребует оценки защищенности на всех уровнях модели и на всем пространстве угроз. Этим будет обусловлена комплексность результирующей оценки. Результирующий алгоритм оценки уровня защищенности распределенной информационной системы будет выглядеть следующим образом:

- Анализ структуры и состава ИС.
- Построение многоуровневой модели.
- Выделение пространства угроз и уязвимостей на всех уровнях модели.
- Получение комплексной оценки защищенности путем применения одного из математических методов (например, «метода защиты с полным перекрытием»).

Т.о., применение предложенной многоуровневой модели безопасности ИС позволяет получить комплексную оценку уровня защищенности, учитывающей как программно-аппаратную реализацию системы, так и её организационные параметры.

Проблемы многоуровневой модели безопасности

В предложенной модели и алгоритме оценки существует ряд вопросов, которые требуют дальнейшей разработки и уточнения:

1. Проблема адекватности модели ИС.

При построении многоуровневой модели сложной распределенной ИС бывает практически невозможно (или просто нерационально) учесть все составляющие системы. В этом случае в модели учитывают лишь самые значимые (относительно определенных критериев) компоненты системы или же понижают уровень её детализации. После такого преобразования требуется дополнительная оценка адекватности построенной модели.

2. Проблема построения пространства угроз ИС.

Ранее уже было сказано, что в настоящее время не существует общепринятой и претендующей на стандарт классификации угроз и уязвимостей ИС, которая учитывала бы все угрозы информационной безопасности. Поэтому при построении пространства угроз модели на основе существующих классификаций существует опасность, что не все угрозы и уязвимости системы будут учтены. Это может привести к некорректности результирующей оценки защищенности ИС.

3. Проблема оценки адекватности уровня информационных угроз.

Одна из основных проблем количественных методов оценки уровня защищенности - сложность в формализации данной области и построении строгих алгоритмов оценки уровня угрозы. В настоящее время наибольшее распространение получили экспертные оценки. Но в этом случае адекватность оценки полностью зависит от компетентности экспертов.

4. Проблема зависимости информационных угроз друг от друга.

Даже верно оценив уровень угрозы в построенной модели безопасности распределенной ИС, следует учитывать, что зачастую осуществление одной из угроз попадает в прямую зависимость от осуществления совсем другой угрозы на другом уровне модели. При попытке учесть все эти взаимосвязи мы получим сетевую модель угроз в данной информационной системе. Необходима разработка математических методов анализа таких моделей угроз и получение адекватной оценки защищенности.

Литература

1. Web Application Security Consortium: Классификация угроз http://www.webappsec.org/projects/threat/v1/WASC-TC-v1_0.rus.txt
2. *Десянин П.Н.* Модели безопасности компьютерных систем. -М: АСАДЕМА, 2005
3. *Лукацкий А.В.* Выявление уязвимостей компьютерных сетей.
<http://www.citforum.ru/internet/securities/vulnerability.shtml>
4. Классификация и количественная оценка сложности эксплуатации уязвимостей программного обеспечения.
<http://www.nestor.minsk.by/sr/2004/04/40414.html>
5. *Куканова Н.* Описание классификации угроз DSECCT.
<http://bugtraq.ru/library/security/dsecct.html>
6. *Астахов А.* Анализ защищенности корпоративных систем.
7. <http://www.osp.ru/text/302/181720/>

Л.М. ГРУЗДЕВА, М.Ю. МОНАХОВ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СРЕДНЕГО ВРЕМЕНИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ УГРОЗ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ АСУП

Аннотация - В статье рассматриваются способы определения среднего времени распространения угроз в распределенной информационно-вычислительной системе АСУП. Предлагается модель РИВС и определяется соответствующий математический аппарат. Приводятся практические примеры количественной оценки среднего времени.

Современная АСУП в качестве технологической основы использует распределенную информационно-вычислительную систему (РИВС). Распределенная обработка данных, используя разделение функций АСУП, обладает несомненными достоинствами, такими, как: открытость, малое время отклика, высокая доступность, возможность совместного использования ресурсов, инкрементального наращивания мощности как системы в целом, так и ее компонентов.

Тем не менее эти качества порождают и уязвимости, среди которых одно из важнейших - слабая защита от вредоносных программ (например, вирусов). Конечно, выстраиваются различные системы защиты, включающие аппаратные и программные средства, тем не менее всегда существует вероятность поражения РИВС, даже если косвенные признаки угрозы в каком-то из узлов определены. Поражение ресурсов РИВС влечет за собой как минимум снижение качества функционирования всей АСУП. Задача защиты от угроз тем более усложняется и приобретает особую актуальность при интеграции АСУП и АСУТП в единую систему.

Если полностью невозможно устранить угрозу, то надо по крайней мере оценить динамику распространения угрозы, тем самым определив предельно допустимое время с момента обнаружения угрозы в одном из узлов РИВС до момента реализации угрозы в каждом из узлов.

1. Непрерывная модель

Рассмотрим один из подходов, позволяющих проследить динамику распространения угроз по узлам РИВС и вычислить критическое время заражения всей сети.

Введем следующие обозначения: M – количество узлов РИВС; K – начальное значение среднего количества атакованных узлов за выбранную единицу времени; $n(t)$ – пропорция уязвимых узлов, которые были успешно атакованы во время t .

Примем следующие допущения: сеть является полносвязной; один и тот же узел не может быть атакован дважды; значение $n(t)$ фиксировано ($n=n(t)$).

Количество захваченных узлов a за период времени dt равно: $a = nMK(1-n)dt$.

Учитывая, что M – константа, тогда $a = d(Mn) = Mdn$, то верно следующее уравнение:

$$Mdn = nMK(1-n)dt,$$

которое ведет к дифференциальному уравнению вида:

$$\frac{dn}{dt} = Kn(1-n). \quad (1)$$

Дифференциальное уравнение вида (1) имеет общее решение:

$$n = \frac{e^{Kt}}{1 + e^{Kt}} + C \quad (2)$$

Для получения частного решения при $t \geq 0$ введем параметр T – смещение по оси ОХ, получим уравнение вида:

$$n = \frac{e^{K(t-T)}}{1 + e^{K(t-T)}} \quad (3)$$

Пусть в начальный момент времени заражен только один из узлов сети, т.е. $K=1$, тогда графическое решение уравнения (3) представлено на рис. 1.

Одним из недостатков рассмотренного подхода является невозможность оценки среднего времени распространения угроз между конкретными узлами РИВС.

2. Дискретная модель

Для определения среднего времени распространения угрозы из любого узла-источника в каждый узел РИВС T необходимо вычислить:

1. Вероятности достижения угрозы узлов – B .
2. Математическое ожидание времени передачи угрозы – DT [1].

Тогда среднее время распространения угрозы $T = B \cdot DT$. Параметр математического ожидания времени передачи угроз DT достаточно изучен, поэтому подробно рассмотрим первый параметр.

Для его количественной оценки предлагается использовать хорошо развитый аппарат теории массового обслуживания (МО). РИВС будем моделировать открытой сетью МО, т.е. сообщения поступают из внешнего источника, например сети общего пользования Internet, и могут покидать сеть после завершения обслуживания.

Маршрут в такой сети задается стохастической неразложимой матрицей $P = \|p_{ij}\|$, где p_{ij} – вероятность того, что сообщение, уходящее из i -го узла, перейдет в j -й узел ($i, j = \overline{1, M}$). Пусть соблюдается

условие нормализации $\sum_{j=1}^M p_{ij} = 1 \quad (i = 1, \dots, M)$

и сама стохастическая матрица P является неизме-

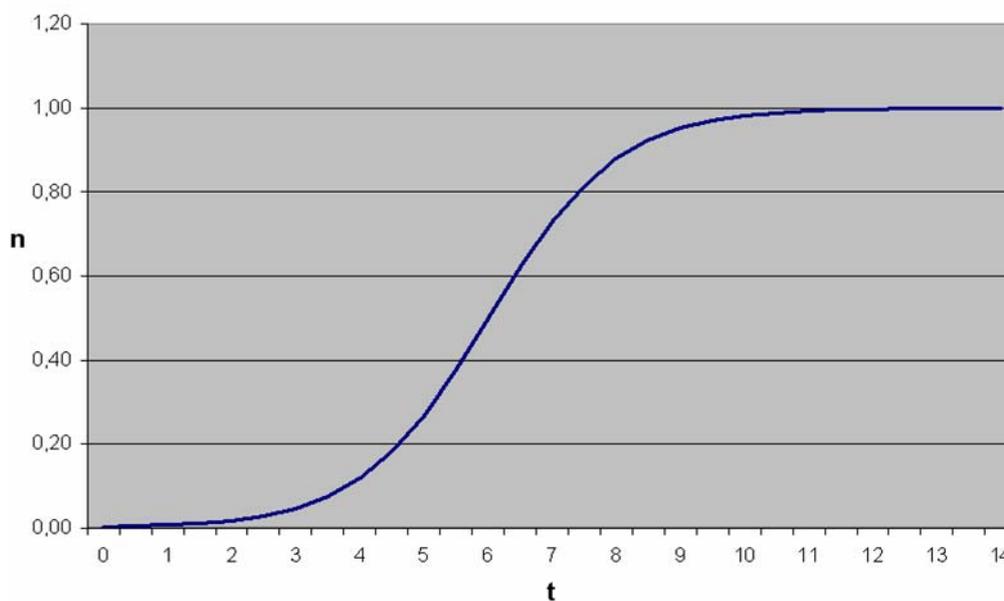


Рис. 1.

няемой. Такие сети называют однородными [2].

Распространение угрозы по сети МО будем рассматривать как случайный процесс, представляющий собой последовательность событий вида $\{S(k) = s_i\}$ ($i = 1, \dots, M; k = 0, 1, 2, \dots$), где состояние s_i означает, что сообщение находится в i -ом узле сети (M – количество узлов). Обозначим через

$$P\{S(k) = s_i\} \quad (i = 1, \dots, M; k = 0, 1, 2, \dots), \quad (4)$$

где $P\{S(k) = s_i\}$ – вероятность того, что на k -м шаге сеть находится в состоянии s_i .

Распределение вероятностей (4) представляет собой одномерный закон распределения случайного процесса $S(t)$, протекающего в системе S с дискретным временем $t_0, t_1, \dots, t_k, \dots$ и «качественными» дискретными состояниями $S(t_0), S(t_1), \dots, S(t_k), \dots$

Обозначим безусловную вероятность нахождения системы S на любом k -ом шаге в состоянии s_i через $p_i(k)$:

$$p_i(k) = P\{S(k) = s_i\} \quad (i = 1, \dots, M; k = 0, 1, 2, \dots). \quad (5)$$

Для нахождения безусловных вероятностей удобно использовать размеченный граф состояний системы S (рис. 2), где возле каждой стрелки, ведущей из состояния s_i в состояние s_j , проставлена переходная вероятность p_{ij} .

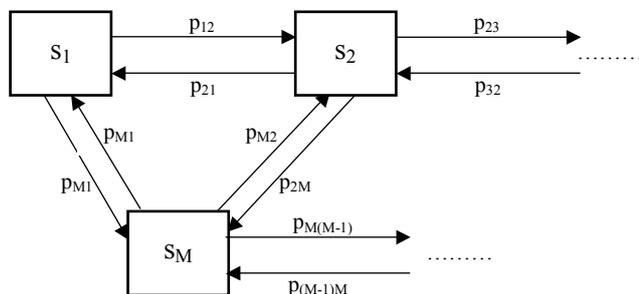


Рис. 2

Пусть, например, количество узлов $M=4$, а стохастическая маршрутная матрица сети имеет следующий вид:

$$P = \begin{pmatrix} 0,1 & 0,5 & 0,2 & 0,2 \\ 0,2 & 0,1 & 0,3 & 0,4 \\ 0,1 & 0,4 & 0,3 & 0,2 \\ 0,2 & 0,5 & 0,2 & 0,1 \end{pmatrix}$$

В начальный момент времени t_0 система находится во вполне определенном состоянии s_1 (одиночная угроза находится в 1-ом узле), в связи с этим перепишем матрицу P :

$$P^* = \begin{pmatrix} 0 & 0,5 & 0,2 & 0,3 \\ 0,2 & 0,1 & 0,3 & 0,4 \\ 0,1 & 0,4 & 0,3 & 0,2 \\ 0,2 & 0,5 & 0,2 & 0,1 \end{pmatrix}$$

Найдем безусловную вероятность того, что система перейдет в поглощающее состояние s_4 (рис. 3), угроза, достигнув 4-го узла, выйти из него уже не может. Кроме того, будем считать, что состояние s_1 также является поглощающим.

Для этого воспользуемся формулой:

$$p_i(k) = ns \cdot A^k \quad (k=1, 2, \dots) \quad (6)$$

где $A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0,2 & 0,1 & 0,3 & 0,4 \\ 0,1 & 0,4 & 0,3 & 0,2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$,
 $ns = (0 \quad 0,5 \quad 0,2 \quad 0,3)$.

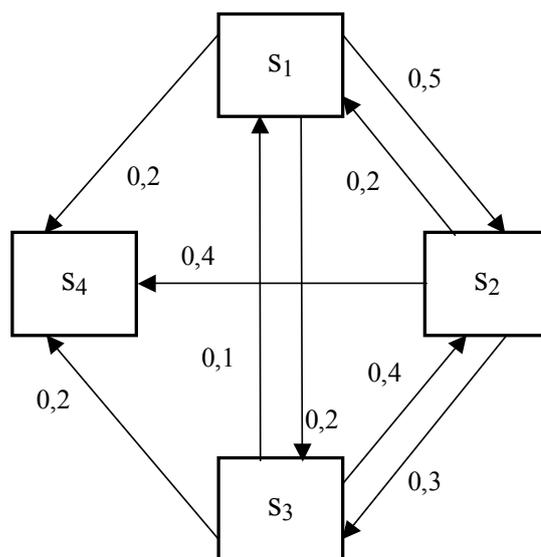


Рис. 3

В результате получим, что на шаге $k=8$ происходит стабилизация безусловных вероятностей:

$$p_0(8) = 0,23; \quad p_1(8) = 0; \quad p_2(8) = 0; \quad p_3(8) = 0,76.$$

При вычислении безусловной вероятности того, что система перейдет из состояния s_2 (источником угрозы является второй узел) в поглощающее состояние s_3 , матрица переходных вероятностей будет следующей:

$$P^* = \begin{pmatrix} 0,1 & 0,5 & 0,2 & 0,2 \\ 0,3 & 0 & 0,3 & 0,4 \\ 0,1 & 0,4 & 0,3 & 0,2 \\ 0,2 & 0,5 & 0,2 & 0,1 \end{pmatrix}$$

Воспользовавшись формулой (6) с соответствующими данными:

$$A = \begin{pmatrix} 0,1 & 0,5 & 0,2 & 0,2 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0,2 & 0,5 & 0,2 & 0,1 \end{pmatrix},$$

$$ns = (0,3 \quad 0 \quad 0,3 \quad 0,4)$$

получим, что на шаге $k=4$ происходит стабилизация безусловных вероятностей:

$$p_0(4) = 0; \quad p_1(4) = 0,5; \quad p_2(4) = 0,5; \quad p_3(4) = 0.$$

Интерпретировать такое распределение вероятностей можно следующим образом: угроза либо вернется в узел-источник, либо достигнет узла-приемника, при этом в данном случае эти события равновероятны.

Таким образом, изменяя начальные условия и корректируя соответствующим образом матрицы P^* , A и вектор ns мы имеем возможность вычислить условные вероятности перехода угрозы из любого узла-источника в любой узел-приемник РИВС.

В результате соответствующих вычислений, применив формулу (6), для нашего примера получим следующее распределение вероятностей:

$$B = \begin{pmatrix} 1 & 0,87 & 0,65 & 0,76 \\ 0,47 & 1 & 0,5 & 0,59 \\ 0,61 & 0,77 & 1 & 0,77 \\ 0,53 & 0,84 & 0,56 & 1 \end{pmatrix}.$$

Литература

1. *Илларионов Ю.А., Монахов М.Ю.* Безопасное управление ресурсами в распределенных информационных и телекоммуникационных системах: Моногр./ Владим. Гос. ун-т, Владимир, 2004.
2. *Вишневский В.М.* Теоретические основы проектирования компьютерных сетей - Техносфера, 2003

С. Г. МОСИН, В. С. КУХАРУК

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ БИБЛИОТЕК В САПР КОМПАНИИ MENTOR GRAPHICS ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ЗАКАЗНЫХ ИС

Аннотация - Рассмотрены вопросы автоматизированного проектирования заказных интегральных микросхем (ИМС). Представлены структура и назначение элементов технологических библиотек (ТБ) фирмы austriamicrosystems. Описаны особенности использования ТБ при проектировании заказных ИМС с помощью САПР фирмы Mentor Graphics.

1. Введение

К классу заказных интегральных схем можно отнести устройства, реализующие проекты специального или частного применения. Такие проекты обладают специфической структурой и обеспечивают получение оптимальных выходных характеристик и параметров функционирования. Проектирование заказных ИС представляет чрезвычайно сложную задачу, требующую высокой квалификации от разработчика, наличия специализированных средств автоматизации проектирования и правил проектирования под выбранную интегральную технологию. Проектирование заказных ИС может выполняться методом стандартных ячеек и блоков, основанном на использовании ранее разработанных и верифицированных компонентов, функциональных блоков и узлов, а также методом полностью заказного проектирования, когда разработка ведется от логических элементов до законченной функциональной реализации.

Средства проектирования заказных ИС сложны в настройке. Одной из самых важных и сложных подсистем САПР заказных ИС с точки зрения трудоемкости решаемых задач является подсистема

топологического проектирования, от грамотного использования которой во многом зависит эффективность и качество получаемого решения. Для работы с САПР заказных ИС необходим опытный персонал, должны быть выделены значительные материальные и временные ресурсы, а также требуется постоянное сопровождение со стороны фирм-разработчиков используемого ПО САПР.

Фирмы-разработчики ПО САПР (Mentor Graphics, Cadence Design Systems, Synopsys CAE и др.) и их партнеры - производители ИС (UMC, AMS, TSMC и др.) формируют и поставляют совместно с программным обеспечением специальные технологические библиотеки, сопровождающие процесс проектирования на всех этапах и стадиях разработки и позволяющие облегчить проектирование и сократить время выхода на рынок готовых изделий.

Технологические библиотеки (ТБ) – уникальный комплект утилит, состоящий из программ и библиотек, которые содержат полную входную информацию о логических элементах и функциональных блоках (символы, схемы, имитационные модели, электрические параметры и характеристики) и выходную (схемы размещения и трассировки, пол-

ный набор масок топологий, результаты проверки правил проектирования и др.) для разработки цифровых, аналоговых и смешанных интегральных схем в различных САПР.

Эти библиотеки, разрабатываемые производителями ИС для САПР различных фирм, позволяют осуществлять проектирование заказных ИС, ориентированное на конкретные технологические процессы. Современные средства проектирования содержат настраиваемые, легко расширяемые блоки для создания схем, их моделирования, физического размещения и верификации на топологическом уровне и, в конечном счете, обеспечивают интегрированную среду проектирования ИС.

2. Структура и назначение технологической библиотеки

В данной работе приведено описание особенностей использования ТБ фирмы austriamicrosystems (AMS) в САПР заказных ИС фирмы Mentor Graphics, которая является одним из лидеров в области разработки средств автоматизированного проектирования электронных устройств.

Технологические библиотеки применяют на всех уровнях проектирования ИС: поведенческое моделирование, синтез цифровых частей ИС, схемное редактирование, функциональная верификация и смешанное моделирование, проектирование топологии и физическая верификация проекта (рис. 1) [1].

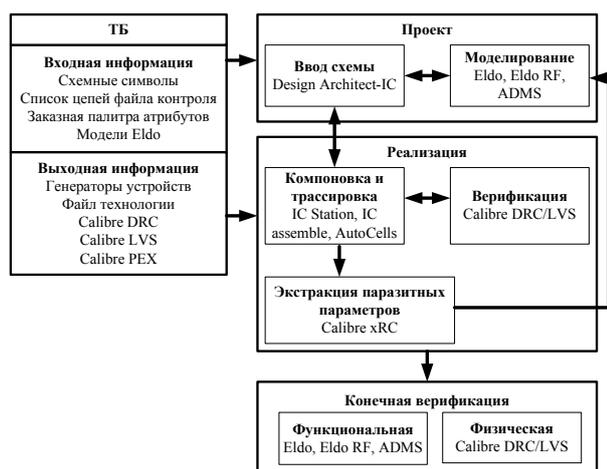


Рис. 1. Использование ТБ в САПР компании Mentor Graphics

Структуру технологической библиотеки удобно представить в виде дерева. На рисунке 2 показаны основные разделы и файлы ТБ для проектирования ИС под интегральную технологию AMS КМОП 0,35 мкм (С35) [2].

Определим состав и функциональное назначение разделов и файлов ТБ:

- Ams_hk_3.51 – корневой каталог, где располагается вся ТБ версии 3.51.
- Leonardo – папка, которая содержит файлы с расширением “.syn”, предназначенные для синтеза и оптимизации проектного решения на основе библиотечных элементов под заданный технологический базис в пакете LeonardoSpectrum. Пользователь при работе с пакетом LeonardoSpectrum задает соответствующий файл библиотечных элементов. На рисунке 3 показано окно пользователя, в котором осуществляется выбор технологического файла c35_CORELIB.syn, обеспечивающего подключение библиотеки стандартных ячеек corelib под технологию AMS КМОП 0.35 мкм.
- Mentor – директория, где находятся все основные файлы библиотек элементов и настройки пакетов прикладных программ (ППП) САПР заказных ИС фирмы Mentor Graphics под различные технологии.

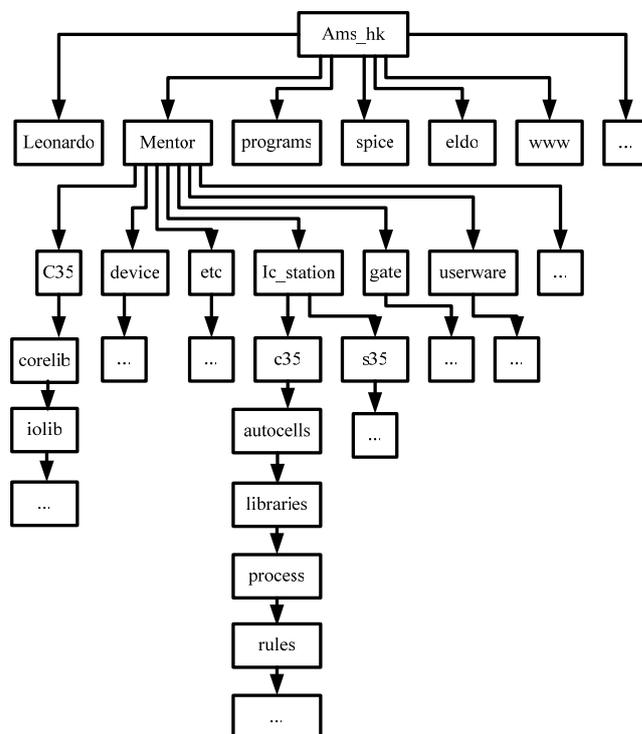


Рис. 2. Структура ТБ AMS КМОП 0,35 мкм

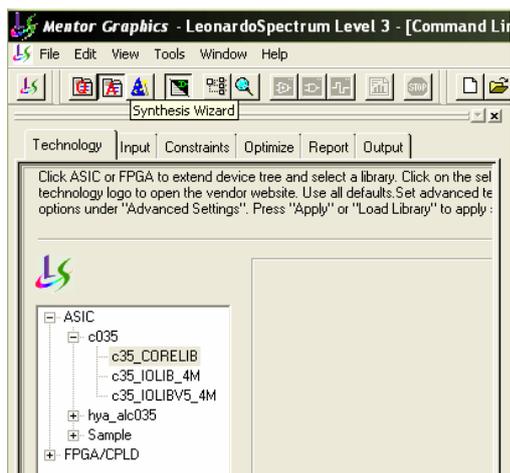


Рис. 3. Загрузка библиотеки в пакете LeonardoSpectrum

- Programs – папка, где находятся скрипты для запуска ППП с настройками под определенный технологический базис. Например, скрипт-файл *ams_da_ic* запускает пакет Design Architect-IC, который содержит меню выбора компонентов из ТБ austriamicrosystems. Пакет Design Architect-IC включает редактор принципиальной схемы, подсистему формирования списка цепей в SPICE-формате, модуль формирования заданий на моделирование аналоговых и смешанных схем, работа которых строится на использовании параметров компонентов выбранной ТБ. Скрипт *ams_dve_ic* запускает редактор проекта ViewPoint, который задает уровни абстракции выполняемого проекта. Существует три иерархических уровня представления проекта:

а) cell – уровень ячеек для создания списка соединений на языке Verilog, которые применяют при моделировании схем с помощью пакетов ModelSim и/или QuickSimII;

б) arag – уровень ячеек и блоков, используемых при проектировании топологии кристалла, а также для размещения и трассировки проекта с помощью пакета IC-Station;

в) device – уровень примитивных устройств для создания списка соединений проекта для совместного функционального моделирования аналоговых и цифровых блоков с помощью пакета ADMS, использующего ModelSim в качестве платформы цифрового моделирования и Eldo как средство аналогового моделирования.

Скрипт *ams_ic* запускает пакет IC studio – редактор топологии проекта с настройками ТБ austriamicrosystems.

- Spice – директория, содержащая Spice-описания моделей библиотечных элементов (транзисторы, резисторы, конденсаторы и т.д.) в формате Pspice и Hspice.

- Eldo – директория, содержащая eldo-модели библиотечных элементов (транзисторов, резисторов, конденсаторов и т.д.) в формате Eldo, AccusimII, Continuum.

- www – папка, в которой представлена полная техническая документация по технологической библиотеке.

- C35 – общая директория, в которой размещаются библиотеки элементов под технологию AMS КМОП 0.35 мкм (C35).

- Device – файл, в котором описаны примитивные устройства, представленные на уровне транзисторов, резисторов, конденсаторов и т. д.

- Ic_station – директория, содержащая специализированные файлы библиотек (libraries), процессов (process) и правил проверки (rules) для технологий C35 (КМОП) и/или S35 (БИКМОП) и др.

- Gate – папка, в которой размещаются файлы-описания библиотечных элементов на уровне вентилях (инверторы, триггеры и т.д.).

- Userware – файлы настройки и конфигурации интерфейса пользователя ТБ (скрипты в виде ample-файлов, описывающие работу ППП).

- Corelib – основная библиотека описаний цифровых стандартных ячеек для технологии C35. На рисунке 4 представлена информация на цифровую стандартную ячейку двунаправленного буфера (BBC1P) под технологию AMS КМОП 0,35 мкм [2].

- Iolib – файл содержит библиотеку интерфейсных элементов (входов и выходов) для технологии C35.

- AutoCells – папка содержит файлы для настройки и запуска пакета AutoCells, который используют для размещения и трассировки цифровых блоков при автоматическом создании цифровой ячейки.

- Libraries – директория состоит из файлов настройки библиотеки, определяет все стандартные ячейки, принадлежащие библиотеке.

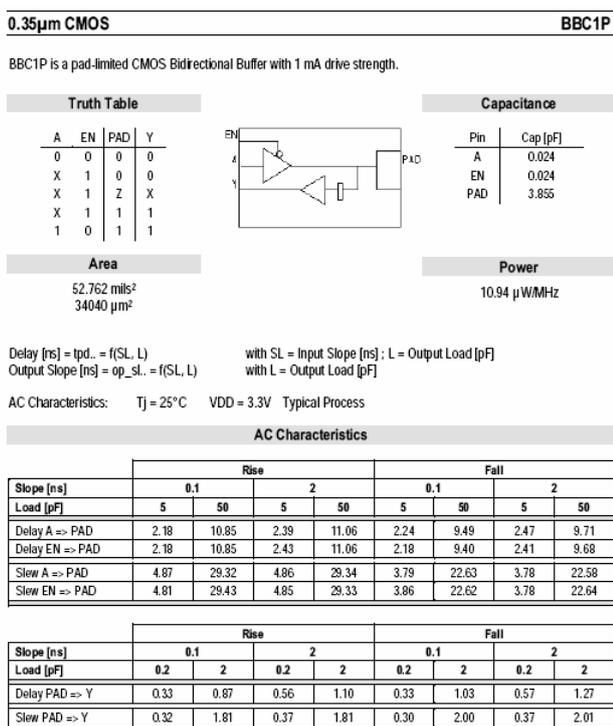


Рис. 4. Описание цифровой стандартной ячейки BBC1P

- Process – папка содержит файлы, определяющие особенности используемого технологического процесса: слои кристалла, уровни разводки, имена цепей питания и типы элементов питания, встроенных в разводку, имена интерфейсных выводов ячеек и все внутренние переменные, необходимые для описания топологии.

- Rules – в данной директории содержатся файлы, которые определяют правила контроля проектирования топологии. Например, DRC (Design Rule Check) – правила проверки топологических проектных норм, LVS (Layout vs. Schematic) – правила проверки соответствия топологии и электрической схемы проекта, и др.).

3. Особенности использования ТБ при проектировании ИС

Использование ТБ при проектировании заказных ИС является необходимым условием формирования технологического файла в формате GDSII или CIF, описывающего проект и используемого для физической реализации устройства на кремниевой фабрике (silicon foundry) фирмы-производителя.

Грамотное применение средств автоматизированного проектирования в совокупности с ТБ фирм-производителей ИС на всех уровнях процесса проектирования электронных устройств является определяющим моментом получения качественного решения с минимальными затратами временных и материальных ресурсов.

Можно выделить следующие достоинства, получаемые от использования технологических библиотек при проектировании заказных ИС:

- Использование стандартных библиотечных элементов позволяет сократить временные затраты на проектирование. Библиотека включает заранее разработанные символы, которые соответствуют моделям библиотечных элементов, поддерживаемым производителями ИС, и используют для создания схемы и ее моделирования (рис. 5). В ТБ описаны такие элементы, как: источники тока, контакты ввода/вывода, источники опорного напряжения и т.д. Символы схем используют для верификации физического размещения с помощью средства IC-trace фирмы Mentor Graphics [3, 4].

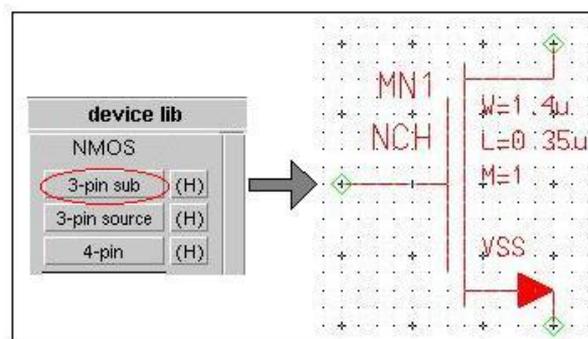


Рис. 5. Символы элементов

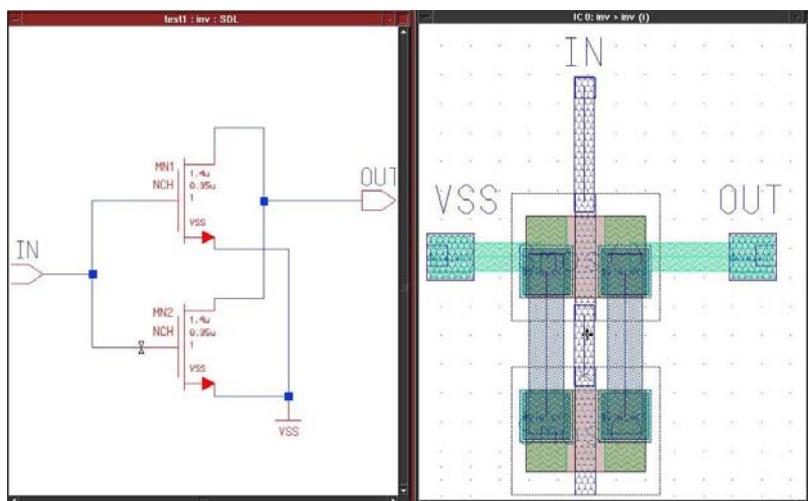


Рис. 6. Редактор ICgraph

- Проектирование под заданную интегральную технологию с учетом специфики технологических процессов конкретного производителя ИС. Заранее разработанный файл выбора технологического процесса (Process Definition File) позволяет проектировщику корректно использовать интерактивный редактор топологии ICgraph, обеспечивающий возможность отображения и модификации внутренней структуры кристалла (рис. 6). Файл содержит описание слоев, применяемых в выбранной технологии вместе со всей DRC-информацией, которые необходимы для автоматического создания с помощью генератора ICgraph SDL «корректной топологии» устройства на основе электрической принципиальной схемы проекта.

- Возможность интерактивного контроля качества реализации проекта на этапе топологического моделирования и верификации до физического производства. Программный продукт Calibre фирмы Mentor Graphics является фактически стандартом в области верификации топологии кристалла для производителей ИС. Эти производители бесплатно предоставляют файлы правил проверки топологии для различных интегральных технологий всем пользователям САПР Mentor Graphics. Пользователи, получая доступ к этим файлам, могут избежать дополнительных итераций проектирования, вызванных ошибками в файлах DRC/LVS. В системе Calibre одни и те же файлы правил используются для верификации как в интерактивном, так и пакетном режимах. Предоставляемые правила позволяют также осуществлять экстракцию паразитных параметров в трехмерной полупроводниковой структуре полученного решения и оценивать их влияние на работоспособность ИС. Результаты экстракции используют для внесения изменений в проект с учетом влияния реальных физических параметров полупроводниковых структур.

- Гарантируемое качество и точность моделирования проектов, поддерживаемые производителями Eldo-модели элементов, обеспечивают максимальное соответствие их параметров и характеристик физической реализации этих элементов по выбранной интегральной технологии. Для моделирования аналоговых, смешанных и ВЧ-блоков используют следующие пакеты:

а) Eldo – пакет высокоточного аналогового моделирования.

б) Eldo RF – пакет для верификации высокочастотных ИС.

в) ADVance™ MS – пакет моделирования, который поддерживает VHDL, VHDL-AMS, Verilog и SPICE описания проектируемых устройств.

г) Mach TA™ – система ускоренного динамического моделирования на транзисторном уровне.

4. Заключение

Применение технологических библиотек позволяет ускорить и стандартизировать процесс проектирования заказных интегральных схем под определенную интегральную технологию, поддерживаемую фирмой-изготовителем ИС. Набор библиотек стандартных элементов, ячеек и блоков позволяет сократить время проектирования, а следовательно, уменьшить затраты на разработку проекта. Набор электрических и геометрических параметров элементов дает возможность проектировщику сократить или исключить ошибки при проектировании, что позволяет получить работоспособный прототип ИС с минимальным числом попыток изготовления.

Литература

1. *Мосин С.Г., Кухарук В.С., Федоров С.В.* Методика проектирования цифровых ЗИС в САПР Mentor Graphics. Проектирование и технология электронных средств. Всероссийский научно-технический журнал. – В.: ВлГУ, .1/2006.
2. www.austriamicrosystems.com
3. www.mentor.com
4. *Лохов А.* Средства проектирования компании Mentor Graphics. Электроника: Наука, Технология, Бизнес 7/2000, с. 28-30

А.К. БЕРНЮКОВ, Е.А. АРХИПОВ

ОБНАРУЖЕНИЕ ВНУТРИЛУЧЕВЫХ ОТРАЖЕНИЙ В СИГНАЛЕ ВРЕМЯИМПУЛЬСНЫХ РАДИОСИСТЕМ НАВИГАЦИИ И ПОСАДКИ САМОЛЕТОВ

Аннотация - В статье рассматриваются нетрадиционные подходы к обработке многолучевых сигналов радиосистем навигации и посадки самолетов.

1. Общий подход к задаче обнаружения отражений

Различие сигнала $S(t)$ и переотражений $C_i(t)$ по запаздыванию (τ_i) и частотам (ω_{gi}) позволяет решать задачу их обнаружения с позиций статической теории разрешения сигналов.

Сигнал на входе бортового приемника представляет собой сложный пространственно-временной процесс, зависящий от расположения самолета и МП в пространстве, времени, характеристик антенны. Сканирующая система преобразует пространственно-временной процесс в чисто временной (1), а бортовой приемник представим фильтром, параметры которого подлежат оптимизации [1].

Следует заметить, что параметры радиомаяков и формат сигналов ВИРС НП заданы и не представляется возможным разрешать многолучевые сигналы и отражения за счет измерения функции $S(t)=AG(\varphi)$. Синтез оптимального фильтра разрешения [3] можно провести, трансформируя функцию взаимной неопределенности в плоскости время-частота так, чтобы достигнуть минимального перекрытия с зонной отраженных помех согласно критерию

$$\rho = \frac{P_{свых}}{P_{свых} + P_{Nвых}} = \mu_{свых} \frac{1}{1 + \lambda_{свых}} = \max, \quad (1)$$

где $\mu_{свых} = \frac{P_{свых}}{P_{Nвых}}$; $\lambda = \frac{P_{свых}}{P_{Nвых}}$; $P_{свых}$, $P_{свых}$, $P_{Nвых}$ - мощности сигнала, отражений и шумов на выходе фильтра обнаружения-разрешения.

Рассмотрим вначале бинарную задачу обнаружения внутрилучевых переотражений в байесовой постановке. Анализу подвергается процесс (1) $x(t)=S(t)+Ic(t)+N(t)$, $I=0,1$. Полагаем, что $x(t) \in v_1$; $x(t/I=1) \in v_1$, $x(t/I=0) \in v_0$. Задача обнаружения сводится к определению принадлежности принятой реализации к одной из областей v_1 или v_0 . Ошибочные решения связаны с воздействием шумовой ком-

поненты и случайной природой ряда параметров $S(t)$ и $C(t)$

$$S(t)=AG(t,t_s,t_{sp},\varphi_1,\varphi_2,\dots,\varphi_m)\cos[\omega(t-t_{sp})];$$

$$C(t)=pAG(t,t_c,t_{cp},\varphi_1,\varphi_2,\dots,\varphi_m)\cos[\omega(t-t_{cp})], \quad (2)$$

где t_s - сигнальный информационный временной параметр, несущий информацию об угловой координате; t_c - временное положение отраженного сигнала; t_{sp} , t_{cp} - времена распространения прямого и переотраженного сигналов; $\Phi=\{\varphi_1,\varphi_2,\dots,\varphi_m\}$ - вектор параметров, характеризующих форму огибающей. Параметры t_c,t_{sp},t_{cp},Φ - неизвестные информационные параметры.

При движении самолета t_{sp} , t_{cp} изменяются во времени и представимы степенным рядом

$$t_{sp}=\Gamma_0+\Gamma_1t+\Gamma_2t^2+\dots+\Gamma_nt^n, \quad \Gamma=\{\Gamma_0,\Gamma_1,\dots,\Gamma_n\}$$

$$t_{cp}=B_0+B_1t+B_2t^2+\dots+B_ut^u, \quad B=\{B_0,B_1,\dots,B_u\}$$

Длины рядов определяются сложностью выполняемого самолетом маневра. Итак,

$$\begin{aligned} x(t) &= AG(t,t_s,\Gamma,\Phi)\cos\{\omega_0[t-t_{sp}(t,\Gamma)]\} + pAIG(t,t_c,B,\Phi)\cos\{\omega_0[t-t_{cp}(t,B)]\} + N(t) = \\ &= x(t,t_s,t_c,\Gamma,B,\Phi,\omega_0,p,I,A). \end{aligned} \quad (11)$$

Опишем процесс $x(t)$ χ -мерной выборкой $x(t) \sim x(\Omega_{cr}t) = x[\varphi_{k,r}(t)]$

$$X = x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_\chi) = x_1, x_2, \dots, x_\chi$$

Для постановки задачи по Байесу требуется знать:

1) априорный закон распределения $\omega(I) = \rho_0\delta(I) + \rho_1\delta(I-1)$, где ρ_0, ρ_1 - вероятности отсутствия и присутствия переотражений соответственно;

2) условные многомерные законы распределения

$$\omega_\chi(x/t_s,t_c,\Gamma,B,\Phi,\omega_0,p,I=0) = \omega_\chi(x/t_s,\Gamma,\Phi,\omega_0,p,I=0);$$

$$\omega_\chi(x/t_s,t_c,\Gamma,B,\Phi,\omega_0,p,I=1).$$

Идеальный приемник должен по каждой принятой реализации $x_i(t)$ вычислять отношение правдоподобия и сравнивать его с порогом

$$\Lambda = \frac{\omega_\chi(x/t_s, \Gamma, \Phi, \omega_0, I=0)}{\omega_\chi(x/t_s, t_c, \Gamma, B, \Phi, \omega_0, p, I=1)} \dots \Theta_1^{-1} \quad (3)$$

Порог Θ_1 связан с некоторой функцией штрафа и непосредственно зависит от распределения $\omega(I)$. Предполагалось, что внелучевые переотражения селективируются по времени предварительно непараметрическим обнаружителем.

Учитывая, что переотражения могут быть как запаздывающими, так и опережающими по огибающей $t_s \dots t_c$, и допуская возможность $p > 1$ из-за изрезанности диаграммы направленности антенн радиомаяков в вертикальной плоскости, следует допускать в общем случае трудности при различении прямого и отраженного сигналов. Нерегулируемость ряда параметров сигнала из множества Φ , отсутствие сведений относительно векторов Γ и B и функций распределения ω_χ и $\omega(I)$ порождают глубокую априорную неопределенность. В указанных условиях задача обнаружения мешающих переотражений сводится к различию некоторых однокомпонентного и двухкомпонентного (многокомпонентного) сигналов, принятых на фоне шумов $N(t)$.

Разрешаемость сигналов в среднеквадратическом смысле при согласованном приеме оценивают функцией неопределенности

$$\chi(\tau, \Omega) = \frac{1}{E_s} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(t) \dot{G}^*(t - \tau) e^{j\Omega t} dt \right|, \quad (4)$$

в записи которой $\dot{G}(t)$, E_s - комплексная огибающая и энергия сигнала $S(t)$, $\tau = t_c + t_{cp} - t_s - t_{sp}$ и $\Omega = 2\pi F$ - временное и частотное разнесение прямого и отраженного сигналов. Современные ВИРС НП с простыми сигналами, для которых переход к функции неопределенности не сопровождается эффектом временного сжатия сигнала. Так, для СП СД с сигналом вида $S(t) = \text{sinc } kt \cdot \cos \omega_0 t$

$$\chi(\tau, F) = \left| \frac{\sin \tau(k - \pi |F|)}{k\tau} \right|. \quad (5)$$

Функция неопределенности во временном измерении не уже самого сигнала и при нулевой расстройке ($F=0$) по форме повторяет огибающую сигнала.

Таким образом, согласованная фильтрация, дающая реакцию в виде временного сечения функции неопределенности и оптимальная в смысле подавления шумов, не улучшает, а при частотной расстройке между прямым и отраженным сигналами даже ухудшает разрешение сигналов по времени.

Энергетический признак присутствия переотражений следует из состава полной энергии сигнала (при пренебрежении шумами)

$$\begin{aligned} E_\Sigma &= \int_{-\infty}^{\infty} [S(t) + C(t)]^2 dt = \\ &= E_s(1 + p^2) + 2pA^2 \int_{-\infty}^{\infty} G(t - t_s - t_{sp})G(t - t_c - t_{cp}) \times \\ &\times \cos \omega_0(t_{cp} - t_{sp}) dt = E_s(1 + p^2) + E_{sc} \end{aligned} \quad (6)$$

и заключается в ненулевом значении взаимной энергии прямой и переотраженной компонент E_{sc} . Исключение составляют внелучевые и ортогональные переотражения ($\cos \omega_0(t_{sp} - t_{cp}) = 0$). Обнаружение ортогонального переотраженного сигнала принципиально сложно, а внелучевые отражения ранее отсекалированы. Из-за малой скорости самолета множитель $\cos \omega_0(t_{sp} - t_{cp})$ практически не изменяется за время ненулевого значения сигнала.

Тогда

$$E_{sc} \cong \frac{2pA^2 \cos \omega_0(t_{cp} - t_{sp})}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 e^{-j\Omega \tau} d\omega, \quad (7)$$

где $G(t)$ - спектр огибающей сигнала.

В случае додетекторной фильтровой обработки с весом $H(\omega)$ взаимная энергия

$$E_{sc} \cong \frac{2pA^2 \cos \omega_0(t_{cp} - t_{sp})}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)G(\omega)|^2 e^{-j\Omega \tau} d\omega$$

Требованием $E_{sc} = 0$ при $\tau \neq 0$ приходим к практически нереализуемому инверсному фильтру $H(\omega) = 1/G(\omega)$. Реализуемым компромиссом выступает фильтр укорочения (квазиинверсивный фильтр), рассматриваемый ниже.

2. Метод оценки мгновенной частоты

Узкополосность сигналов допускает представление ее через огибающую и полную фазу

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \operatorname{Re}\left\{\dot{x}(t)\right\} + j \operatorname{Im}\left\{\dot{x}(t)\right\} = \\ &= X(t)e^{j\varphi_x(t)} = \dot{X}(t)e^{j\omega_\Delta t} \end{aligned} \quad (8)$$

Присутствие в смеси переотражений деформирует как огибающую, так и фазу. Целесообразно обнаруживать переотражения исследованием фазовой структуры и, в частности, по мгновенной частоте сигнала. В реальных условиях имеет место смещение мгновенной частоты на ω_Δ относительно ω_0 , причем

$$\begin{aligned} \omega_\Delta &= \frac{d \left\{ \arctg \frac{\operatorname{Im}\left\{\dot{X}(t)\right\}}{\operatorname{Re}\left\{\dot{X}(t)\right\}} \right\}}{dt} = \\ &= \frac{\left[\frac{d \operatorname{Im}\left\{\dot{X}(t)\right\}}{dt} \operatorname{Re}\left\{\dot{X}(t)\right\} - \frac{d \operatorname{Re}\left\{\dot{X}(t)\right\}}{dt} \operatorname{Im}\left\{\dot{X}(t)\right\} \right]}{\left| \dot{X}(t) \right|^2} \end{aligned} \quad (9)$$

Из (9) следует, что частотный признак чувствителен и к влиянию переотражений через огибающую сигнала $X(t)$. Структурная схема преобразования по алгоритму (9) приведена на рис.1.

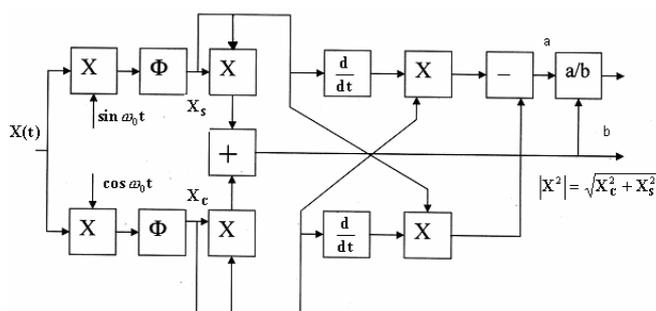


Рис. 1.

В отсутствии переотражений оценка ω_Δ принимает значение ω_{gs} доплеровского смещения сигнала $S(t)$.

Из-за нестабильностей технических параметров (несущей частоты, частот гетеродинов и генераторов опорных сигналов и т.д.) ω_Δ будет описывать случайный процесс “блуждания” ω_Δ в некотором диапазоне Δ относительно среднего уровня ω_{gs} .

Величина Δ связана с точностными свойствами системы. Появление переотражений будет сопровождаться выбегами ω_Δ за пределы Δ (рис.4,б). Если отражений нет, то ω_Δ в среднеквадратическом сходится к ω_{gs} . При внутрелучевых переотражениях имеет место существенное отклонение ω_Δ от ω_{gs} . Алгоритм обнаружения по сопутствующим переотражениям добавкам мгновенных частот получает вид

$$\frac{1}{T} \int_T (\omega_\Delta - \omega_{gs})^2 dt \dots \Theta_\Delta, \quad (10)$$

где T - длительность реализации сигнала $S(t)$; Θ_Δ - порог, связанный с величиной Δ .

Обнаружитель предполагает наличие информации о доплеровском смещении несущей частоты прямого сигнала ω_{gs} , что приводит к необходимости оценивания радиальной скорости движения самолета. Для рассматриваемых систем посадки искомая скорость близка к путевой, а в радиосистемах ближней навигации можно использовать текущую дальность от дальномерного канала. Достоинствами данного метода являются возможность обработки сигналов на радиочастоте, чувствительность к малым задержкам отраженного сигнала ($\tau_3 < 1/4 T_c$). К недостаткам можно отнести сложность обнаружения при задержках более половины длительности навигационного сигнала, высокую чувствительность к частотной (фазовой) нестабильности передатчика, синтезатора приемника и т.п.

3. Анализ кепстров многолучевых сигналов

Другой возможный нетрадиционный подход к задаче обнаружения и оценке параметров переотражений основан на использовании гомоморфной обработки сигнала [2]. Цифровое построение основано на применении процедур быстрого преобразования Фурье (БПФ) и может быть осуществлено в программном виде с помощью цифровых вычислительных средств, включая серийные микропроцессоры и микро-ЭВМ.

Сущность алгоритма сводится к последетекторному кепстральному преобразованию смеси (I) и сравнению кепстра сигнала с порогом.

В случае, если количество пересечений кепстра с уровнем θ_u превышает два, делаем вывод о поражении сигнала переотражением. Решение основано на том, что кепстральное преобразование сигнала

переотражением на выходе детектора бортового приёмника $X(n) = S(n) + p \cos \Delta\varphi \times S(n - n_0)$ имеет вид

$$\mathcal{C}(n) = S_1(n) + \cos \Delta\varphi \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{p^k}{k} \text{sinc} K_{zp}(n - kn_0), \quad (11)$$

где $S_1(n)$ - кепстр сигнала $S(t)$; K_{zp} – дискретная граничная частота, определяемая полосой пропускания анализатора кепстра.

Последняя определяется отношением сигнал/шум на входе анализатора, которое может быть рассчитано, исходя из требуемой степени ξ укорочения сигналов (для взаимного разрешения), соответствующих импульсному отклику канала связи

$$m = \frac{\sigma(K_{zp})}{X(K_{zp})\sqrt{\xi/e}}, \quad (12)$$

где $\sigma(K_{zp} \geq 1)$ - отношение сигнал/шум в частотной области на частоте K_{zp} ; e – коэффициент, определяющий отношение полосы пропускания бортового приёмника к полосе K_{zp} .

Длительность кепстральных пиков, определяющих наличие отражённого сигнала, находится из (12).

$$\Delta n = H / K_{zp}. \quad (13)$$

При достаточно широкой полосе пропускания K_{zp} можно получить высокую разрешающую способность и зафиксировать факт поражения сигнала помехой при малых n_0 . Следует отметить, что подобный обнаружитель позволяет при наличии одного лишь отражённого сигнала получить оценку времени задержки помехи. При двух и более переотражениях этого сделать нельзя вследствие нелинейности алгоритма обработки. К достоинствам кепстрального метода можно отнести низкую зависимость разрешающей способности от формы навигационного сигнала и отсутствие необходимости априорного её задания, простоту организации в программном виде для серийного выпуска микроЭВМ. Недостатками являются требования высоких отношений сигнал/шум и, как следствие, низкая разрешающая способность ($\xi \leq 5-7$) в реальных условиях работы ВИРСНП, возможность работы лишь для многолучевых каналов с импульсными характеристиками вида $g(t) = \delta(t) + \delta(t - \tau)$, требование неограниченности спектра основного навигационного сигнала.

4. Квазиинверсивные фильтры укорочения

Близким к гомоморфному алгоритму с несколькими большими возможностями является алгоритм квазиинверсной фильтрации, решающий одновременно задачи обнаружения факта многолучевости и оценки параметров отражённого сигнала. К этому способу приводит решение статистической задачи решения многолучевого сигнала по критерию (1). Нетрудно доказать, выполнение (1) эквивалентно требованию $E_{sc}=0$ и приводит к минимизации функции взаимной неопределённости фильтра и сигнала в области существования помех. Изучение помеховой обстановки позволяет классифицировать многолучевой канал радиосвязи систем посадки самолётов как стационарный в широком смысле канал с некоррелированными путями распространения и функцией рассеяния

$$W_{\tau,\Omega} = \delta(\omega). \quad (14)$$

Для такого вида функции рассеяния решение вариационной задачи (1) приводит к фильтру с частотной характеристикой

$$H_{onm}(f) = \frac{\beta S^*(f)}{1 + \lambda |S(f)|^2}, \quad (15)$$

где $S(f)$ – преобразование Фурье сигнала $S(t)$, нормирование к величине E_s ; $\lambda = P_c / P_N$; $\beta = const$.

Для $\lambda \gg 1$, характерных для ВИРСНП (15), преобразуется к виду

$$H_{onm} = \beta / S(f). \quad (16)$$

На практике инверсный фильтр не реализуем вследствие воздействия широкополосных шумов. Частотная характеристика простейшего квазиинверсного фильтра задаётся ограниченными полосой и динамическим диапазоном, например, согласно зависимости

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{\beta}{|S(\omega)|} \times \text{rect}(\omega / 2\omega_{zp}) \times \\ \times \exp j[\theta_s(\omega) - \alpha_s]; |S(\omega)| \geq 1/H_m \\ H_m \exp j[\theta_s(\omega) - \alpha_s]; |S(\omega)| < 1/H_m \end{cases}, \quad (17)$$

где $\theta_s(\omega)$ - аргумент преобразования Фурье сигнала $S(t)$; t_s – время задержки фильтра; $2\omega_{zp}$ – полоса пропускания; H_m – величина, ограничивающий диапазон.

Для характерного сигнала ВРСНП
 $S(t) = \sin c\omega_0 t$

$$\omega_{zp} = 10^{\frac{\lg \Sigma}{1.67}} + 1 + 1/2\Delta_s \quad (18)$$

$$\Sigma = \frac{0,276\sqrt{\eta\mu}}{\pi\Delta_s\sqrt{2\Delta_s}},$$

где η – нормированное в величине ω_0 значение полосы пропускания тракта промежуточной полосы приёмника; μ – отношение сигнал/шум на входе фильтра; $\Delta_s = \frac{\omega_0 T}{\pi}$; T – длительность стробирующего импульса, ограничивающего во времени $S(T)$.

Величина H_m может быть определена в виде

$$H_m = 1/(\pi/\omega_0\sqrt{\frac{2\Delta_s}{\eta\mu}}). \quad (19)$$

Достоинством фильтра (17) по сравнению с (15) является возможность получения большей степени укорочения сигнала при одинаковых отношениях мощности помехи к мощности флюктуационного шума.

Выходная реакция квазиинверсного фильтра с частотной характеристикой (17) для произвольного входного сигнала определяется соотношением

$$S_{\text{вых}}(t) = \beta \frac{\omega_{zp}}{\pi} \sin c\omega_{zp}t - \beta \frac{\Delta\omega}{\pi} \sin c\Delta\omega t, \\ \cos[\omega_0 + \frac{N-1}{2}\sigma\omega] \times \sin[\frac{N'\sigma\omega}{2}] / \sin(\sigma\omega/2), \quad (20)$$

где $\Delta\omega$ – частотный интервал, на котором выполняется условие $S(\omega) < 1/H_m$; $\sigma\omega$ – частотный интервал между нулями функции $S(\omega)$; N' – количество боковых лепестков спектра навигационного сигнала на частотном интервале $[\omega_0, \omega_{zp}]$.

Отношение сигнал/суммарная оценка на выходе такого фильтра может быть определена для $S(t) = \sin c\omega_0 t$

$$\rho = \frac{\pi}{N_0\omega_0} \times \\ \times \frac{\xi^2 \sin^2 c^2 \omega_{zp}(t + \Delta t)}{[1 + H_m'^2(\xi - 1)] + \mu\eta p^2 \xi^2 \pi [\sin^2 c^2 \omega_{zp}(t - \Delta t)]}, \quad (21)$$

где $H_m' = \pi H_m \Delta t$ – смещение оценки временного положения сигнала на выходе фильтра вследствие

влияния отражения. Величина Δt зависит от типа использования фиксатора, разности фаз между прямым и отражённым сигналами $\Delta\varphi$, типа фиксатора. На рис.6 приведены зависимости нормированного к длительности навигационного импульса значения Δt от величины задержки отражённого сигнала для случая использования синхронного детектора, фиксатора по максимуму и $\Delta\varphi=0$.л.

Анализ (17, 21) показывает, что наибольший выигрыш ρ_H по отношению к согласованному фильтру, работающему в тех же условиях, может быть получен, если полоса пропускания квазиинверсного фильтра будет адаптивно изменяться в зависимости от λ , а соответственно и от μ . Использование порогового стробирования микросекторов позволяет выделить те каналы, в которых действует только шум. Сравнение спектра сигнала $S(t)$, непоражённого помехой, выделяемого обнаружителем со спектром шума, позволяет непосредственно оценивать величину $\omega_{гр}$ согласно (18), минуя задачу оценки λ в соотношении (1). И, анализируя данные экспериментов, можно показать, что при малых задержках и $p \geq 0,3$ проигрыш квазиинверсивного фильтра по сравнению с согласованным фильтром по отношению сигнал/суммарная помеха – не более чем 0,9-1,1 дБ, а максимальный выигрыш – при $\tau \geq (0,25 - 0,5)t_u$ и порядка 15-20 дБ. Учитывая этот факт, можно сделать вывод, что данный алгоритм обработки позволяет уменьшить дисперсию ошибки фиксации временного положения навигационного сигнала. Так, фиксации по максимуму можно записать

$$\sigma_{\Delta t}^2 = 1/\rho \frac{S_{\text{вых}}^2(t_0)}{S_{\text{вых}}(t_0)} \quad (23)$$

где t_0 – момент фиксации; $S_{\text{вых}}(t)$ – сигнал на выходе фильтра.

Сходность принципа действия кепстрального и инверсного фильтров и единый критерий позволяют использовать общий подход для анализа свойств этих алгоритмов при обнаружении факта наличия переотражения. Вероятность правильного обнаружения при аппроксимации частотной характеристики фильтра выражением

$$H(\omega) = \begin{cases} 1/S(\omega) & -\omega_0 < \omega < \omega_0 \\ H_m & \omega_0 < |\omega| < \omega_{zp} \end{cases} \quad (24)$$

может быть найдена:

$$P_{\text{ПО}} = \text{rect}(\tau - \pi / \omega_0) \times \left\{ \begin{aligned} &1 - J_1 \exp[-(h-1)^2 / J_2 - J_1 e^{-(h-1)^2 / J_2} - \\ &[(h-p)^2 / J_3 - J_4 e^{-(h-p)^2 / J_3} - J_5 e^{-h^2 / J_6}] \end{aligned} \right\}, \quad (25)$$

где J_1, J_2, J_3, J_4, J_5 – константы определяемые величинами $\omega_{\text{гр}}, \mu, p, \xi$.

Алгоритм квазиинверсивной фильтрации позволяет получить близкие к единице вероятности правильного обнаружения лишь при достаточно больших задержках сигнала.

5. Функциональная селекция сигналов

При синтезе структуры оптимального фильтра оказалось, что его коэффициент передачи выражается через функцию законов распределения таких характеристик многолучевого сигнала, как: амплитуда отражённого сигнала, пропорциональная коэффициенту отражения p , и время задержки τ . Координаты и физические свойства доминирующих местных предметов, что определяет их отражательную способность, как правило, постоянны, но неизвестны на борту самолёта. Поэтому, а также в силу движения самолёта, p и τ следует представить как случайные процессы с законом распределения.

$$X(p, t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta[p - p_i(t)], \quad (26)$$

$$X(\tau, t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \delta[\tau - \tau_i(t)], \quad (27)$$

где L – число доминирующих местных предметов в зоне действия радиомаяка; $\delta(\cdot)$ – дельта-функция.

Построение адаптивного оптимального фильтра с использованием (26) и (27) предопределяет текущую мгновенную оценку величин τ и p , что можно выполнить, анализируя радионавигационный сигнал, действующий в цепях бытового приёмника. Рассмотрим случай влияния одного доминирующего местного предмета. С некоторой степенью точности при малых ($p < 0,3$) величинах коэффициента отражения одного, можно записать выражение для видеосигнала так:

$$x_e(t) = S_e(t) + pS_e(t + \tau)$$

Степень влияния многолучевости на точность угломерных каналов ВИРСНП определяется погрешностью фиксации временного положения импульсов. Уравнение фиксации временного положе-

ния t_1 импульса $x_e(t)$ по некоторому уровню A_1 имеет вид

$$A_1 = S_e(t_1) + pS_e(t_1 + \tau) \quad (28)$$

При отсутствии отражённого сигнала ($p=0$) уравнение фиксации при известной функции $S_e(t)$ имеет одну неизвестную t_1 , которую находят решением уравнения $A_1 = S_e(t_1)$. Отражённый сигнал приводит к появлению погрешности (Δt) оценки временного положения импульса, т.к. в уравнении (28) появляется дополнительное слагаемое, неучитываемое фиксатором, поэтому

$$\begin{aligned} A_1 &= S_e(t_1^*) + pS_e(t_1^* + \tau) = \\ &= S_e(t_1 + \Delta t) + pS_e(t_1 + \Delta t + \tau) \end{aligned}, \quad (29)$$

где t_1^* – оценка временного положения импульса.

Таким образом, в одном уравнении имеем четыре неизвестных величины $t_1, \Delta t, p$ и τ . Для определения их необходимо составить систему из четырёх уравнений и решить её. Фиксируя в последующие t_1^* , три момента времени $t_1^* + \xi_1, t_1 + \xi_2, t_1 + \xi_3$ (когда интервалы ξ_1, ξ_2, ξ_3 известны) уровни A_2, A_3 и A_4 сигнала $x_e(t)$ получаем систему четырёх уравнений:

$$\begin{cases} A_1 = S_e(t_1 + \Delta t) + pS_e(t_1 + \Delta t + \tau) \\ A_2 = S_e(t_1 + \Delta t + \xi_1) + pS_e(t_1 + \Delta t + \tau + \xi_1) \\ A_3 = S_e(t_1 + \Delta t + \xi_2) + pS_e(t_1 + \Delta t + \tau + \xi_2) \\ A_4 = S_e(t_1 + \Delta t + \xi_3) + pS_e(t_1 + \Delta t + \tau + \xi_3) \end{cases} \quad (30)$$

с четырьмя искомыми неизвестными $t_1, \Delta t, p$ и τ .

Величина t_1 определяет истинное положение импульса на временной оси, Δt – величина отражённого сигнала на форму импульса, а параметры p и τ – динамическую диаграмму вторичного рассеяния местного предмета и его координаты соответственно.

Наличие шумов сообщает оцениваемым величинам $t_1^{**}, \Delta t^*, p^*, \tau^*$ случайный характер и порождает шумовые погрешности. Изучение их статистических характеристик показывает, что оценки случайных величин $t_1^*, \Delta t^*, p^*, \tau^*$ несмещённые, а их дисперсия в значительной степени зависит от корреляционных свойств отсчётов A_1, A_2, A_3 и A_4

сигнала $x_g(t)$, действующего на фоне шумовой помехи.

Таким образом, в основу системы функционального измерения параметров многолучевого сигнала необходимо положить многоуровневый (здесь четырёхуровневый) амплитудно-временной компаратор (МАВК) определения t_1^* , A_2 , A_3 , A_4 по заданным A_1 , ξ_1 , ξ_2 и ξ_3 , а также устройства вычисления оценок t_1^{**} , Δt^* , p^* , τ^* .

Выводы

1. Степень доверия к радиотехническим ВИРСНП должна быть определена при комплексном использовании оценок навигационных параметров, полученных методами, инвариантными к априорной неопределённости и нестационарности многолучевых процессов на входе бортовых подсистем.

2. Специфика время-импульсных систем радионавигации и посадки самолётов со сканированием луча и отсчётом времени позволяет организовать многоканальную обработку сигналов, поражённых многолучевыми отражениями и шумами.

3. Решение задачи обнаружителя внутрилучевых отражений сводится к процедуре разрешения сигналов, реализуемой в виде квазиинверсивных фильтров и анализаторов спектра мгновенной мощности.

4. Оценка параметров многолучевого процесса на входе ВИРСНП достигается кепстральным и квазиинверсивным методом, а также с использованием функциональной селекции.

Литература

1. *Бернюков А.К.* О повышении помехоустойчивости время-импульсных систем посадки самолётов. – Радиотехника, 1981, т.36, с.28-31.

2. *Бернюков А.К.* Использование гомоморфно-инверсных преобразований при обработке радионавигационных сигналов. – В сб. научн.тр.МАИ, М.: 1982, с.55-60.

3. *Архипов Е.А., Бернюков А.К.* Анализ помеховой зоны во многолучевом канале микроволновой системы посадки. Тезисы докладов НТК «Ученые института – народному хозяйству». Владимир, 1983

ABSTRACTS:

G.F. Dolgov, V.V. Evgrafov

MATHEMATICAL MODEL FOR MEASUREMENT OF VISCOELASTIC PARAMETERS LOW ELASTICITY MATERIALS APPLIED AT RADIO DEVICES WITH VIBRO-PROTECTION

The radio devices established on mobile units, at operation treated to destabilizing action of vibration. To reduction of its influence apply vibro-absorbing materials. Efficiency depends on properties of these materials vibro-protection, which in most cases carries with high extreme character. However because of absence of the detailed information on properties of vibro-absorbing materials depending on frequency and temperature, it is impossible to receive a comprehensible level of vibro-protection. In the article the new approach to definition of material parameters with low elasticity, on the basis of the developed mathematical model is offered.

D.A. Gradusov, A.V. Kiselev

THE MAIN FEATURES OF THE LOTUS DOMINO/NOTES APPLICATIONS DEVELOPMENT

In this article the main features of the Lotus Domino/Notes applications development are reviewed. It describes Lotus Domino/Notes place among other information systems platforms and the main problems and common mistakes of enterprise information systems development using Lotus Notes/Domino platform.

A. Samoilov, S. Samoylov

SIMULATORS OF RADIO CHANNELS OF TELECOMMUNICATION NETWORKS

The problems of build-up of radio channels simulators of information transformation intended for acceleration of technological processes of tuning, control, tests and certification of radio systems are considered. The methods of build-up of simulators which were applied in scientific laboratory «Policom - 101» at Vladimir State University are explained.

V.A. Shachnin

ADAPTABLE IDENTIFICATOR'S USE IN INFORMATION SYSTEMS OF MECHATRONIC MODULES FOR NON-DESTRUCTIVE TESTING

The possibilities of adaptable identificator's use in information systems of mechatronic modules for non-destructive testing are considered. The model for surface testing of double-layer ferromagnetic samples is analyzed.

V. Ustjuzaninov, T. Frolova

NANOPFONONS: PROCESSORS OF SIGNALS; FUNDAMENTALS

Pfonon to pfonons interference in condensation environments are considered in this article. Demonstration possibility formal – logical description the process pfonon to pfonon interference in nanostructures. It is possible consider the pfononos as information carrier. Base one's arguments on fact possibility designing the nanopfonous processors of the signals on the basis of two sign, number of many figures or continuous logics.

O.M. Kochurov

THE ANALYSIS OF ERROR PROBABILITY FOR COMMUNICATION CHANNELS IN THE CONDITIONS OF DETERMINATED NOISE

Functioning of the correlation receiver in the conditions of narrow-band Gaussian noise in presence of determined disturbances is described. Continuous-phase frequency-shift keying signal is treated. Equations for error probability calculation in such kind of channel are given.

A.K. Filippov

DYNAMIC RECONFIGURABLE SYSTEMS AS A TOOL FOR THE IMPLEMENTATION OF ADAPTIVE DIGITAL SIGNAL PROCESSING ALGORITHMS

The article is devoted to the implementation of adaptive digital signal processing systems on the base of FPGAs. The expedience of the proposed approach is substantiated. The perspective double-natured structure "RISC-processor and FPGA" is described. The implementations of algorithms for elementary functions calculation and two-dimensional digital signals coding on the base of FPGAs are cited as examples.

Yu.P. Maksimov

THE METHOD OF PROBABILITY ESTIMATION OF DISTORTION DIGITAL SIGNAL

In this article consider method used autocorrelation function for distortion useful signal. Offer way calculation autocorrelation function make sure stable receipt information.

V.M. Gavrilov, A.V. Nikitin, V.K. Dementev

USING THE ELECTROMAGNETIC-ACOUSTICAL METHOD FOR THE DETECTION OF LATENT OBJECTS WITH MECHANICAL MEMBRANE PROPERTIES

The capability of detection of thin-walled plant and volumes latent by a surface is considered by measurement of a Doppler frequency drift of a dissipated very high frequency of an electromagnetic field from a surface perturbed by a source of acoustic vibrations of acoustical frequency.

V.E. Shmelev, S.A. Sbitnev

SPACE-PHASE MODELING OF ELECTROMECHANICAL PROCESSES IN MOVING MACHINES. PLANE-PARALLEL MODEL REALIZATION

The authors developed base of new space-phase class modeling method of electromechanical processes in multivendor-moving environments. The novelty of this methods consists in process modeling under fixed condition of analyzing system. Such considering can allow to except time from the equations. All the electromagnetic values consider in rigidly connected with fields of speeds and particular accelerations counting system. The equations are don't conflict with Galileo's principle of relativity. Here was represented test computational experiments results. This results are don't conflict with well-known in the theory of electric drive facts.

V.A. Egorov, M.V. Komarov

THE ESTIMATION OF TRANSFORM ERROR FOR ANALOG-DIGITAL DEVICES

Presented approach, allow to optimize the path «analogue-digit -analogue» of the digital system with the purpose of decrease requirements of speed and capacity of element base for the chosen type of the interpolating filter and set of variance errors.

D.A. Polyansky

THE METHODS OF OPTIMIZATION SYSTEM OF PROTECTION OF THE INFORMATION OF THE ENTERPRISE

The analysis of a problem of evaluation of quality of systems of protection of the information of the enterprise as bases for construction of optimum and adaptive systems of protection is spent. A number of the factors influencing carrying out of an evaluation is considered. Problems optimization with one criterion and a problem of optimization with many criterions of system of protection of the information are formulated. The comparative characteristic of methods of the decision the problem of optimization with many criterions in their application is spent depending on a kind of the initial information on optimized system.

A. Kuleshov, N. Shevchenko, L. Sushkova

TEXTURE ANALYSIS METHODS IN IMAGE PROCESSING TASKS

In given article researches of popular texture analysis methods of Robert Haralick and Michael Unser are described. Methods of texture analysis, developed for definition of texel form and directionality are considered. Method based in calculating of autocorrelation function of texture region is researched, and method, which is a new way of calculating of autocorrelation function using binary patterns named pseudocorrelation is proposed. And with it a new method, based on counting of light and dark strings on binary image is offered.

K.A. Gradusov, V.G. Chernov

THE ALGORITHM OF THE INFORMATION AGENT SYSTEMS IN THE DISTRIBUTED COMPUTING SYSTEM

In clause the information agent multiagent systems of information search in the distributed computing system is considered. The information agent of races system of the computing system includes program agents, responsible for search of data and the analysis of information base containing these data. Response algorithms of work of the given agents also are considered

D.B. Abramov, S.M. Arakelian, A.O. Kucherik, V.G. Prokoshev

POSITIONING OF SPACE-TIME FEATURES OF LASER HYDRODYNAMIC TYPES OF NON-STABILITY ON THE BASE OF OPTICAL IMAGE PROCESSING FOR LASER IMPACT RANGE

The results of experiments in non-linear interplay with material of optical fields are considered.

M.A. Kulakov, M.Y. Monakhov

THE MULTILEVEL SECURITY MODEL OF DISTRIBUTED INFORMATION SYSTEM

On the basis of the analytic review of threats and vulnerabilities classifications in information systems the multilevel model of security is offered, the ways to an estimation of a security level of system are defined on the basis of the offered security model.

L.M. Gruzdeva, M.Y. Monakhov

THE AVERAGE TIME FINDING OF DANGERS CIRCULATION IN DISTRIBUTED COMPUTING SYSTEMS

This article describes methods of finding average time of dangers distributing in DCS (Distributed Computing Systems). The model of DCS has been proposed and defines mathematical tools. Some practical examples of calculating of average time also are described.

S. Mosin, V. Kuharuk

DESIGN KITS APPLICATION IN MENTOR GRAPHICS' CAD TOOLS AT THE ASIC DESIGN

The problems of computer aided designing the application specific integrated circuits (ASIC) have been considered. The structure and purpose of elements in Design Kits library of austriamicrosystems company was presented. The main features of Design Kits application during ASIC design using Mentor Graphics' CAD tools have been described.

A.K. Bernyukov, E.A. Arkhipov

DETECTING INTROBEAM REFLECTION IN THE SIGNAL OF TIMEPULSE NAVIGATION RADIOSYSTEM

This article concerned with detecting introbeam reflection in the signal of timepulse navigation radiosystem.

Научное издание

ТРУДЫ
ВЛАДИМИРСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО
УНИВЕРСИТЕТА

Выпуск 1

Информационно-телекоммуникационные технологии и электроника

Печатается в авторской редакции

Корректор М.Р. Новикова
Компьютерная верстка Д.Д. Павлова, А.К. Филиппова

Подписано в печать 27.12.06.

Формат 60x84/8. Бумага для множит. техники. Гарнитура Таймс.
Печать на ризографе. Усл. печ. л. 11,63. Уч.-изд. л. 10,60. Тираж 200 экз.

Заказ 301-2006

Издательство
Владимирского государственного университета.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.