

621.396(06)  
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ УКРАИНЫ  
ХАРЬКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

# РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный  
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 103

БИБЛИОТЕКА  
ХНУРЕ  
ИНВ. № 744005

КС

Радиотехника

621.396(06)

P 15

арків



744005

ржавний технічний  
радіоелектроніки

НБ ХНУРЕ

1997 1997

*Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам*

Специальный выпуск сборника посвящен 25-летию факультета "Электронные аппараты" — одного из крупнейших в Украине. Изложены результаты исследований в области контроля качества радиоэлектронной аппаратуры, компонентов волоконно-оптических систем, космической техники. Описаны методы совершенствования радиолокации. Рассмотрены перспективные направления защиты информации.

Для преподавателей вузов, научных работников и специалистов.

Спеціальний випуск збірника присвячено 25-річчю факультету "Електронні апарати" — одного з найбільших в Україні. Викладено результати досліджень у галузі контролю якості радіоелектронної апаратури, компонентів волоконно-оптичних систем, космічної техніки. Описано методи вдосконалення радіолокації. Розглянуто перспективні напрямки захисту інформації.

Для викладачів вищих закладів освіти, науковців і фахівців.

**Редакционная коллегия:** гл. ред., д-р техн. наук проф. *А.И. Терещенко*, зам. гл. ред., канд. техн. наук проф. *В.И. Алехин*, отв. секретарь, канд. техн. наук доц. *Ж.Ф. Пащенко*, д-р физ.-мат. наук *Б.М. Булгаков*, д-р техн. наук проф. *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук проф. *Б.Л. Кащеев*, д-р техн. наук проф. *Н.И. Кравченко*, д-р физ.-мат. наук проф. *В.М. Кузьмичев*, акад. НАН Украины *Л.Н. Литвиненко*, д-р техн. наук проф. *А.А. Молчанов*, д-р физ.-мат. наук проф. *В.А. Омельченко*, д-р техн. наук проф. *В.В. Поповский*, д-р техн. наук проф. *А.И. Стрелков*, д-р физ.-мат. наук проф. *О.А. Третьяков*, д-р физ.-мат. наук проф. *Н.А. Хижняк*, д-р техн. наук проф. *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук проф. *С.Н. Шостка*

Ответственный за выпуск д-р физ.-мат. наук *Б.М. Булгаков*

**Адрес редакционной коллегии:** Украина, 310726 Харьков-726, просп. Ленина, 14, Харьковский государственный технический университет радиоелектроники (ХТУРЭ), тел. 40-93-97

Уважаемые читатели!

Этот выпуск сборника "Радиотехника" посвящен знаменательной дате в истории подготовки специалистов по радиоэлектронике – 25-летию факультета "Электронные аппараты", одного из крупнейших факультетов в Украине.

Целью создания факультета, вначале называвшегося факультетом Конструирования радиотехнических и вычислительных систем, было повышение уровня подготовки конструкторов-технологов для интенсивно развивавшейся радиоэлектронной промышленности страны, в первую очередь оборонного профиля.

С тех пор выпущено более 5 тысяч специалистов, многие из которых и по сей день трудятся на предприятиях отрасли, включающих в себя такие гиганты, как НПО "Коммунар", "Монолит", "Хартрон". Среди выпускников факультета — целый ряд главных специалистов предприятий, доктора и кандидаты наук, администраторы, предприниматели и даже политики.

Большой вклад в становление и развитие факультета внесли возглавлявшие его в разные периоды деканы: доц. С. Я. Карнаруков, доц. М. П. Кисляков, проф. В. Н. Свитенко, проф. Б. В. Дзюндзюк, проф. И. Ш. Невлюдов, а также ветеран факультета проф. В. А. Фролов.

Наряду с подготовкой кадров большое место в жизни факультета занимали и занимают научные исследования. Тесные научно-технические связи сложились с перечисленными выше организациями, а также с НПО "Радиореле", НИТИПОм, Киевским и Львовским политехническими институтами, Институтом кибернетики НАНУ, заводом им. Мальшиева и многими другими организациями в Украине и за рубежом.

За последние годы на факультете защищено 5 докторских и более 40 кандидатских диссертаций, получено более 250 авторских свидетельств и патентов, опубликовано 15 монографий и около 1000 статей, сделано более 500 докладов на научно-технических конференциях различного уровня.

К наиболее весомым достижениям ученых факультета можно отнести: разработку теории помехоустойчивого поиска; создание САПР трассировки печатных плат; проектирование нескольких типов дигитайзеров и инструментальных геоинформационных систем; подготовку разработок в области производства компонентов волоконно-оптических систем передачи информации (совместно с НПО "Радиореле"), выдвинутых на соискание Государственной премии Украины; создание образцового конденсационного гигрометра и акустической системы зондирования атмосферы.



Традиции факультета живы и сегодня. Он является единственным в Украине, на котором ведется подготовка специалистов по шести специальностям направления "Электронные аппараты":

- конструирование и технология радиоэлектронных средств;
- конструирование и технология электронных вычислительных средств;
- биотехнические и медицинские аппараты и системы;
- автоматизация технологических процессов в производстве электронных аппаратов;
- системы автоматизированного проектирования электронных аппаратов;
- конструирование и технология бытовой электронной аппаратуры.

Факультет имеет 5 кафедр и 6 филиалов на предприятиях. Его профессорско-преподавательский состав включает в себя 6 профессоров и докторов наук, 39 доцентов и кандидатов наук. На факультете обучается около 1000 студентов. Ведется подготовка аспирантов по специальностям:

- 05.13.12 – системы автоматизированного проектирования;
- 05.13.07 – автоматизация технологических процессов;
- 05.12.21 – радиотехнические системы специального назначения;
- 05.12.17 – радиотехнические и телевизионные системы.

К основным направлениям научных исследований, выполняемых учеными факультета сегодня, относятся:

- разработка методов и средств мониторинга приземных слоев атмосферы;
- создание новых технологий, автоматизированных производств изделий радиоэлектронного приборостроения;
- автоматизация проектирования электронных аппаратов;
- защита информации при ее хранении и передаче;
- геометрическое моделирование, обработка и синтез графической информации на ЭВМ;
- разработка геоинформационных систем.

Помещенные в настоящем сборнике статьи, авторами которых в основном являются молодые ученые и аспиранты факультета, дадут представление о сущности проводимых исследований и, надеюсь, вызовут интерес.

В заключение от имени коллектива авторов выражаю благодарность проф. И.Ш. Невлюдову — автору идеи специального выпуска сборника, редколлегии "Радиотехники" (главный редактор проф. А.И. Терещенко) и особенно ее ответственному секретарю доц. Ж.Ф. Пащенко за неоценимую помощь в подготовке данного выпуска, а также доц. В.А. Палагину, взявшему на себя все организационные хлопоты.

С наилучшими пожеланиями всем читателям сборника "Радиотехника"

Декан факультета  
"Электронные аппараты"  
д-р техн. наук проф.



В.А. Стороженко

В.А. СТОРОЖЕНКО, д-р техн. наук, В.А. МАСЛОВА,  
О.В. БАНДУРЯН

## ПРИМЕНЕНИЕ ИКГ-ТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ТЕМПЕРАТУРНЫХ ПОЛЕЙ НЕОДНОРОДНЫХ СТРУКТУР

Известно, что регистрация температурного поля (особенно нестационарного), возникающего на поверхности изделия в результате его функционирования или под внешним тепловым воздействием, позволяет получить информацию о внутренней структуре контролируемого объекта. В частности, наличие внутренних неоднородностей (локальных аномалий теплофизических характеристик) приводит к появлению искажений нестационарного температурного поля на поверхности. Количественной оценкой этих искажений служит температурный перепад в виде функции  $\Delta T(x, y, t)$ . Измерив и исследовав значения последней, удастся решить задачу обнаружения локальных неоднородностей, т.е. дефектов. Для построения алгоритма обработки измеренных значений функций  $\Delta T(x, y, t)$  необходимо понимание процессов формирования полезного сигнала от дефекта.

Изучение таких процессов основано на решении прямой задачи нестационарной теплопроводности [1; 2]. Общепринятый подход к решению подобных задач [3; 4] нацелен на получение частного решения, справедливого для какого-то конкретного объекта. Это ограничивает возможность исследования рассматриваемых процессов.

Для преодоления указанного ограничения разработаны описанные ниже компьютерные технологии. В их основу положена универсальная теплофизическая модель объекта в виде многослойной пластины с произвольным числом дефектов (рис. 1). Форма дефекта моделируется, в связи с чем используется цилиндрическая система координат.

Универсальность модели обеспечивается следующими факторами:

- учитывается теплопередача через дефект;
- формы дефекта и самого объекта могут варьироваться;
- предусмотрено варьирование в широких интервалах числа слоев, теплофизических характеристик материала, параметров теплообмена между объектом и окружающей средой;
- учитывается возможность наличия нескольких дефектов вдоль координаты  $Z$ .

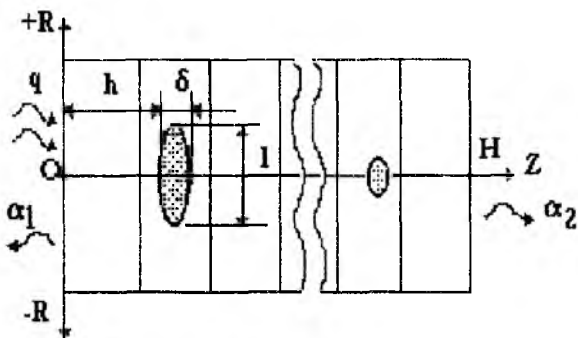


Рис. 1

Математическим описанием модели служит решение прямой задачи нестационарной теплопроводности, полученное численным методом. Алгоритм решения реализован в виде двух программ: EXPRESS и MULTILAYER.

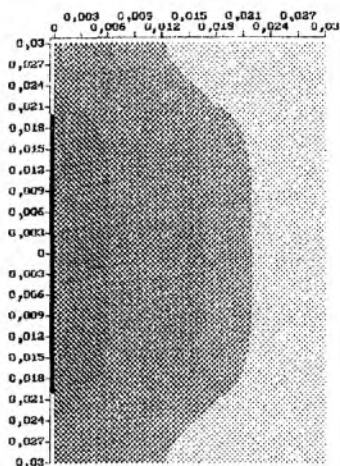
Назначение программы EXPRESS состоит в нахождении оптимального режима проведения температурной диагностики, когда значение температурного перепада, вызванного дефектом, максимально [1].

В число определяемых параметров входят: мощность и продолжительность теплового воздействия на объект; момент времени регистрации температурного поля на поверхности объекта.

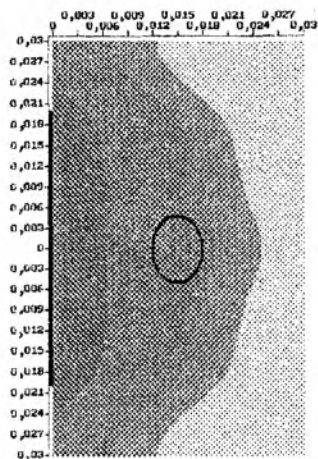
Проведение диагностики в оптимальном режиме, рассчитанном с помощью программы EXPRESS, дает повышение чувствительности к обнаружению дефектов более чем на порядок.

Особенностью программы MULTILAYER является использование ИКГ-технологий, т.е. методов итеративной когнитивной графики [5]. Изображение процесса нестационарной теплопроводности строится посредством движущихся изотерм. Изучение подобных изображений позволяет понять процессы формирования полезного сигнала и даже получить новые физические закономерности температурной диагностики. В частности, показано, что на границах дефекта имеют место дифракция, отражение и замедление (или ускорение) изотермических волн. Например, из представленного на рис. 2 распределения изотерм видно, что дефект с теплопроводностью большей, чем у объекта, ускоряет передвижение изотерм (рис. 2, б) по сравнению с процессом в однородном объекте (рис. 2, а), а менее теплопроводящий объект, наоборот, замедляет их продвижение (рис. 2, в).

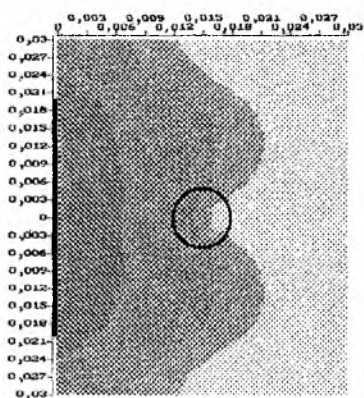
Кроме того, удастся визуализировать такое известное в теплофизике явление, как возникновение локальных концентраций темпе-



*a*



*б*



*в*

Рис. 2

ратурного поля на нетеплопроводных инородных включениях, и при необходимости измерить градиент температуры на любом участке внутренней структуры объекта. Эта функция программы особенно

важна для исследования устойчивости сложного по структуре изделия к большим тепловым нагрузкам.

Среди других достоинств программ EXPRESS и MULTILAYER следует отметить доступность для рядового пользователя и возможность легко трансформироваться в зависимости от конкретного контролируемого объекта.

Как показали результаты экспериментальных исследований, проведенных на различных типах объектов, применение разработанных компьютерных технологий, реализованных в виде указанных программ, позволяет:

- повысить быстродействие и точность расчета оптимального режима температурной диагностики;
- получить новые данные о процессах формирования полезного сигнала, включая некоторые новые закономерности.

**Список литературы:** 1. *Стороженко В.А., Вавилов В.П., Волчек А.Д.* Неразрушающий контроль качества промышленной продукции активным тепловым методом. К.: Техника, 1988. 127 с. 2. *Storozhenko V.A., Melnik S.I.* Thermal characterization and tomography of solids using new theoretical approach // Intern. Seminar QIRT'94: Theses of rep. Sorrento. 1994. P. 103–104. 3. *Вавилов В.П.* Тепловые методы контроля композиционных структур и изделий радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1984. 152 с. 4. *Вавилов В.П.* Тепловые методы неразрушающего контроля: Справ. М.: Машиностроение, 1991. 245 с. 5. *Зенкин А.А.* Когнитивная компьютерная графика / Под ред. Л.А. Поспелова. М.: Наука, 1991. 192 с.

*Поступила в редколлегию 24.03.97*

*В.А. СТОРОЖЕНКО, д-р техн. наук, С.Н. МЕШКОВ,  
В.А. МАСЛОВА*

## **ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА ИЗДЕЛИЙ КОСМИЧЕСКОЙ ТЕХНИКИ**

Известно, что к качеству изготовления узлов и изделий аэрокосмической техники предъявляются повышенные требования, в связи с чем испытаниям и контролю подобной продукции уделяется особое внимание.

Одной из наиболее сложных проблем, возникающих при этом, является обнаружение локальных дефектов, для которого требуется поэлементный просмотр всей поверхности конструкций, нередко больших размеров. Для ускорения такого процесса используются электронные средства, реализующие какой-либо метод неразрушающего контроля [1]. Выбор метода, оптимального для объекта данного типа, зависит как от параметров последнего, так и от вида характерных для него дефектов.

Рассмотрим метод активного теплового контроля (АТК), заключающийся в обнаружении скрытых дефектов по аномалиям температурных полей, возникающих на поверхности контролируемого объекта вследствие его функционирования или внешнего теплового воздействия [2]. Применение АТК предпочтительно для объектов, дефекты которых имеют локализованные аномалии прежде всего теплофизических характеристик (плотности, тепло- и температуропроводности). Зарубежный опыт свидетельствует о том, что к таким объектам относятся, например, многослойные композиционные структуры, теплозащитные покрытия, паяные соединения, для которых характерны расслоения, непроклеи, непропаи и другие дефекты типа нарушения сплошности [3].

### **Цель и методы исследований**

Данные исследования посвящены разработке средств и методов АТК, позволяющих решать задачи, характерные прежде всего для космической техники:

- осуществлять контроль теплозащитных пленочных покрытий;
- выполнять анализ температурных режимов во внутренних полостях двигателей при их предварительных обследованиях;
- выявлять дефекты сотовых структур.

Подход, использовавшийся для решения перечисленных задач, основывался на следующих предпосылках и положениях.

Наилучшие результаты (высокую выявляемость указанных дефектов) АТК дает при использовании нестационарного режима, для которого характерно наличие оптимального для данного изделия временного режима, задаваемого двумя параметрами – продолжительностью внешнего теплового воздействия (нагрева)  $\tau_n$  и временем запаздывания (временем между окончанием нагрева и моментом измерения температурного поля)  $\tau_z$  [2; 3]. Кроме того, режим АТК характеризуется оптимальным значением мощности теплового воздействия  $q$ , определяемым максимально допустимой для данного объекта температурой нагрева  $T_{\text{доп}}$  и упомянутым выше  $\tau_n$ .

Таким образом, первый этап решения производственной задачи АТК – отыскание оптимальной для данного изделия методики контроля, задаваемой значениями  $\tau_n$ ,  $\tau_z$ ,  $q$ .

Аппаратурная реализация выбранной методики может осуществляться как путем применения серийных средств регистрации тепловых полей (тепловизоров, радиометров) [4; 5], так и путем создания специализированных приборов (тепловых дефектоскопов, радиометров) [2]. Выбор варианта зависит от характеристик контролируемого объекта, производственных требований и других факторов. Во многих случаях второй вариант предпочтителен, поскольку обеспечивает максимальное приближение к оптимальному режиму АТК.

### Контроль теплозащитных покрытий

Данный объект АТК представляет собой тонкий (толщиной в несколько десятых миллиметра) слой из нетеплопроводящего материала, нанесенный на массивную теплопроводящую подложку, например методом напыления (рис. 1). Целью контроля является обнаружение локальных отклонений термического сопротивления  $R$  от номинального значения.

Поскольку  $R = h / \lambda$ , отклонения могут быть вызваны двумя причинами (дефектами): неравномерностью толщины покрытия  $h$  и отклонениями теплопроводности материала покрытия  $\lambda$  (например, вследствие пористости или крупнозернистости структуры).

Определение оптимального режима контроля проводилось расчетным путем на основе решения задачи нестационарной теплопроводности для специально разработанной теплофизической модели [6]. В качестве критерия оптимизации использовалось условие максимума отношения  $(\Delta T/T)/(\Delta R/R)$ , где  $\Delta T/T$  – поверхностный температурный контраст, вызванный отклонением  $R$  от номинала. Оказалось, что для

$\tau_n$  существует два оптимума: один – для выявления аномалии  $\Delta h/h$ ; второй – для "дефекта", вызванного  $\Delta\lambda/\lambda$  (рис.1, б). Для разрешения проблемы предложен компромисс – проводить АТК при среднеоптимальном времени запаздывания  $\bar{\tau}_3$ . Вместе с тем обнаруженное обстоятельство имеет и положительную сторону – появляется возможность проведения раздельного контроля отклонений по  $h$  и по  $\lambda$  путем выбора соответствующего  $\tau_3$ .

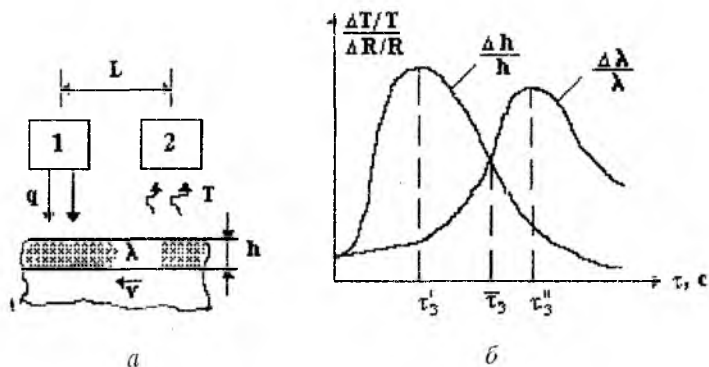


Рис. 1

Аппаратурная реализация разработанной методики АТК основывалась на следующих соображениях:

- элемент разложения регистрируемого температурного поля должен быть достаточно мал (соизмерим с толщиной покрытия), чтобы регистрировать локальные отклонения  $R$ ;
- мощность нагрева  $q$  должна быть достаточна для нагрева поверхности до высокой температуры ( $T_{\text{доп}}$  порядка нескольких сотен градусов) за оптимальное время  $\tau_n$ .

В силу указанных причин в качестве бесконтактного измерителя температуры был применен специально разработанный радиометр РАД-1 [7] с линейным разрешением 0,5 мм, а в качестве нагревателя – мощный лазер на  $\text{CO}_2$  с пятном нагрева  $l = 5$  мм. Оптимальный режим обеспечивался выбором скорости сканирования из условия  $V=l/\tau_n$ , где  $L$  – расстояние между пятном нагрева от лазера 1 и полем зрения радиометра 2 (см. рис. 1, а).

В результате испытаний установлено, что разработанные методики и аппаратура АТК позволяют обнаруживать отклонения термического сопротивления от номинала  $\pm 1,5\%$  на участках с площадью  $0,25 \text{ мм}^2$  и более с производительностью  $0,1 \text{ м}^2/\text{ч}$  при сплошном контроле.

### Приборы для регистрации температурных полей внутренних полостей ракетных двигателей

Особенностью данной задачи является затрудненность доступа к поверхности, температурное поле которой необходимо регистрировать путем бесконтактных измерений. В то же время задача актуальна, поскольку связана с такими прикладными аспектами, как, например, контроль методом АТК проходимости топливных каналов.

Для преодоления отмеченных затруднений потребовались нетрадиционные конструктивные решения для построения прибора, регистрирующего температурное поле (радиометра), а именно сведение его габаритных размеров к минимуму, обеспечивающему размещение и перемещение во внутренней полости двигателя.

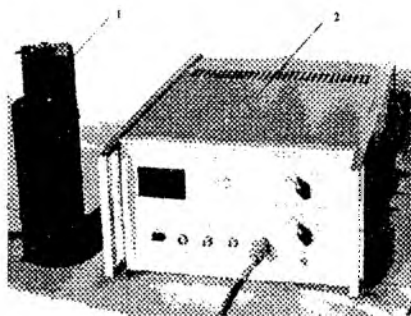


Рис. 2

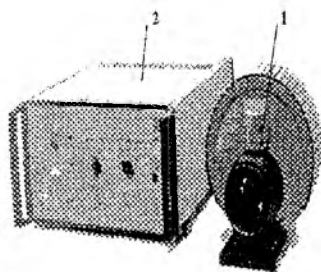


Рис. 3

Созданный на этой основе прибор — радиометр ИИ-30А (рис. 2) состоит из малогабаритной оптической приемной головки 1, преобразующей измеряемую температуру в электрический сигнал, и соединенного с ней кабелем электронного блока 2 обработки сигнала.

По аналогичной схеме выполнен радиометр ИИ-40А (рис. 3), являющийся следующей модификацией приборов этого ряда. Его осо-

бенность состоит в том, что выносная оптическая головка 1 в ущерб требованию малогабаритности оснащена средствами защиты от мощных тепловых и электромагнитных полей, что позволяет использовать его при проведении АТК в сочетании с такими нагревателями, как мощный ВЧ-индуктор, и при повышенной (сильно меняющейся) температуре окружающей среды. Прибор включает также электронный блок 2 обработки информации.

Основные технические характеристики радиометров приведены в таблице.

Параметры	ИИ-30А	ИИ-40А
Диапазон измеряемых температур, °С	30...200	35...200
Температурная чувствительность, °С	0,4	0,5
Расстояние до объекта контроля, мм	30...150	30...150
Мгновенное поле зрения, мм	0,5	1,5
Быстродействие, с	0,02	0,02
Габаритные размеры, мм: оптической головки электронного блока	100 x 260 320x170x480	195 x 120 480x170x480
Масса, кг: оптической головки электронного блока	3,2 12	5,5 8,2

### Обнаружение дефектов сотовых структур

По зарубежным данным, сотовые структуры являются именно тем объектом, для дефектоскопии которого метод АТК наиболее эффективен. Это обусловлено особенностью их конструкции, практически исключая поперечное растекание теплоты и тем самым обеспечивающей максимальный температурный контраст  $\Delta T/T$ , вызванный дефектом. В качестве характерных дефектов рассматриваются непроклеи и конденсация влаги в сотах.

Нами проведены экспериментальные исследования сотовой структуры для оценки эффективности применения АТК при обнаружении отслоений (непроклеев). Дефект моделировался искусственным локальным повреждением соединения наружного слоя с сотами.

Контроль проводился двухсторонним методом АТК [2], причем контролируемой являлась поверхность 2, под которой располагался дефект 3 (рис. 4, а). В качестве источника теплового возбуждения использовалась обычная электролампочка, вследствие чего пятно нагре-

ва 4 имело круглую форму (рис. 4, б). Регистрирующим прибором служил серийный тепловизор "Радуга-5" с нагреваемой внешней поверхностью 1.

Оптимальный режим контроля, найденный экспериментальным путем, соответствовал следующим данным:  $q = 106 \text{ Вт/м}^2$ ;  $\tau_n = 1 \text{ мин}$ ;  $\tau_3 = 1,5 \text{ мин}$ .

Полученные тепловые карты, одна из которых представлена на рис. 4, б, свидетельствуют о четком выявлении дефекта, даже на фоне отмеченной выше неравномерности нагрева. Более того, просматривается тепловое изображение самих сот, что свидетельствует о значительных потенциальных возможностях метода АТК.

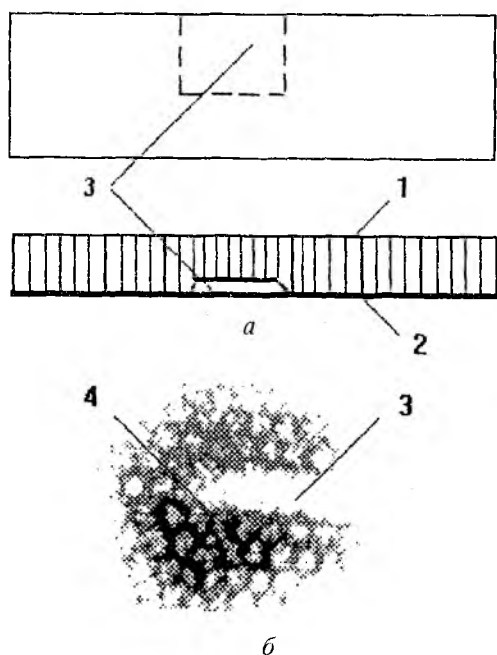


Рис. 4

## Выводы

Применение метода АТК для контроля качества рассмотренных изделий космической техники весьма перспективно, поскольку достигаются выявление характерных для них дефектов и выполнение соответствующих технических требований (высокое разрешение, быстродействие и т.д.). Учитывая более высокую, чем у некоторых других методов, себестоимость проведения (вследствие высокой стоимости аппаратуры), применение АТК целесообразно при контроле особо ответственных узлов и изделий.

Чтобы осуществить промышленное освоение разработанных методик, использовавшиеся для их создания средства контроля необходимо доработать или доукомплектовать.

**Список литературы:** 1. *Клюев В.В.* Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий: Справ. М.: Машиностроение, 1986. 488 с. 2. *Стороженко В.А., Вавилов В.П., Волчек А.Д.* Неразрушающий контроль качества промышленной продукции активным тепловым методом. К.: Техника, 1988. 127 с. 3. *Стороженко В.А.* Тепловой неразрушающий контроль – накопленный опыт и перспективы развития // Техн. диагностика и неразрушающий контроль. 1996. № 4. С. 4 – 15. 4. *Вавилов В.П.* Тепловые методы неразрушающего контроля. М.: Машиностроение, 1991. 245 с. 5. *Госсорг Ж.* Инфракрасная термография. Основы, техника, применение: Пер. с фр. М.: Мир, 1988. 416 с. 6. *Стороженко В.А., Мельник С.И.* Контроль качества теплозащитных пленочных покрытий активным тепловым методом // "Оптические, радиоволновые и тепловые методы неразрушающего контроля": Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. Могилев, 1989. С. 174 – 175. 7. *Стороженко В.А.* Радиометр "РАД-1" для тепловой диагностики энергоустановок // Дефектоскопия. 1991. № 9. С. 93 – 94.

*Поступила в редколлегию 24.03.97*

## **РАСЧЕТ ВЫХОДА ГОДНЫХ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ**

САПР технологических процессов производства, в том числе сборки и монтажа электронной аппаратуры (ЭА), используют базы данных, содержащие сведения о конструктивных элементах (КЭ) [1] узлов или модулей аппаратуры, о технологических операциях образования соединений компонентов, характеристиках технологического оборудования. Если в атрибуты тезауруса КЭ включить вероятностную оценку получения годных, то САПР ТП обеспечит расчет еще одного параметра ТП — выхода годных функциональных узлов ЭА: микросборок, узлов на печатных платах, модулей аппаратуры более высокого уровня. Получение этого показателя давно является актуальной проблемой. Последняя еще более актуальна для компьютеризированных интегрированных производственных систем, в АСУ которых объединяются сведения об этапах проектирования и производства ЭА.

Выход годных служит важным показателем совершенства технологического процесса и степени его освоения конкретным предприятием. Эта величина и ее составляющие по отдельным операциям являются одной из основных распространенных оценок технологической точности [2] и используется для управления качеством выпускаемой продукции. Порядок учета брака регламентируется соответствующими методиками [3 — 5].

Однако существующие методики не позволяют учитывать связь выхода годных с техническими и организационными мерами по совершенствованию производства, в связи с чем выход годных для трудноуправляемых процессов устанавливается директивно. Это может приводить к недоиспользованию возможностей производства либо ставить производство в затруднительное положение из-за отсутствия технических решений для обеспечения требуемого показателя. Поэтому расчет выхода годных, основанный на доступных каждому производству значениях данного показателя, и прогнозирование его изменений при изменении конструкторско-технологических решений, совершенствовании технологии, материалов и других условий производства представляет существенный интерес.

Принципом, который позволяет учесть влияние разнородных факторов на выход годных, свести их к единому показателю, может служить вероятностная оценка получения КЭ функционального узла,

модуля ЭА. Имея такие оценки для всех КЭ, выход годных для узлов можно найти по формуле

$$y_k = \prod_{l=1}^L y_{kl} \cdot \prod_{m=1}^M y_{km} \cdots \prod_{n=1}^N y_{kn}, \quad (1)$$

где  $l, m, \dots, n$  — КЭ, определяющие выход годных узла, модуля (индекс “ $k$ ” означает “конструктивный”);  $L, M, \dots, N$  — общие количества КЭ типов  $l, m, \dots, n$  соответственно в узлах.

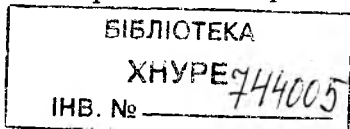
При изготовлении узлов с одинаковыми конструкторско-технологическими решениями (КТР), но разной сложности, т.е. содержащих большее или меньшее количество КЭ разных типов, выход годных различается.

Вероятности получения годных КЭ и выход годных находятся статистической обработкой данных, получаемых на контрольных операциях действующего производства.

При введении новых типов КЭ в модули ЭА для расчета выхода годных необходимо определить  $y_{ki}$  — для новых типов КЭ, а значения  $y_{kl}, \dots, y_{kn}$ , также присутствующих в модулях, взять по данным производства до модернизации.

Вероятности получения годных КЭ могут быть достаточно просто установлены путем изготовления небольших партий специальных тестовых узлов, содержащих необходимые типы КЭ в больших количествах. Требования к тестовым узлам, обеспечивающим достаточную корреляцию с результатами производства реальных объектов, изложены, например, в работах [6 — 8]. Изготовление таких узлов должно производиться по тому же ТП, что и для реальных изделий, и в тождественных условиях. Данные последующих этапов производства должны позволять периодически уточнять значения  $y_{ki}$  в произвольный момент времени. Кроме того, рассчитываемый выход годных не должен резко изменяться из-за случайных отклонений данного показателя для отдельных партий узлов. Значения выхода годных должны быть оптимальными исходя из уровня показателей, достигнутых производством, а снижение потерь должно обеспечиваться конкретными техническими мерами: изменением ТП, оборудования, материала, конструкции узла, организации производства, квалификации рабочих или других условий производства.

Конструктивной основой модулей нулевого, первого и второго уровней служат коммутационные платы: печатные, МКП-1, 2, 3 и др. Основными КЭ таких плат являются: проводники разных слоев и сечений, “окна” для межслойных переходов проводников, участки изоляции между перекрещивающимися проводниками разных слоев, рези-



сторы из паст разных  $\rho_s$ , луженые контактные площадки (КП), паяные (сварные) соединения с различными материалами пар соединяемых элементов. В качестве примеров можно назвать: золотопалладиевый проводник диаметром 30 мкм, серебропалладиевую КП или внешний вывод из ковара и серебропалладиевую КП, платы и рамки герметизации, сварной шов рамки и крышки корпуса микросборки. Наборы (типы) КЭ уточняются по видам брака, характерным для производства конкретных изделий.

КЭ могут иметь различные геометрические характеристики (площадь, длину, диаметр и др.). Поэтому для характеристики их дефектов удобно использовать удельную плотность дефектов [9] элементов  $i$ -го типа, связанную с количеством дефектов соотношением

$$D_i = \frac{\lambda_i}{NA_i}, \quad (2)$$

где  $\lambda_i$  — количество дефектов  $i$ -го типа КЭ на партии коммутационных плат;  $N$  — количество плат в партии;  $A_i$  — геометрическая характеристика КЭ (площадь для изоляции, длина для проводников, сварных или паяных швов, количество паяных (сварных) соединений на плате).

Вероятность присутствия дефектов, обусловленных типом КЭ, на отдельном модуле зависит от геометрической характеристики  $A$ , умноженной на удельную плотность дефектов  $D$ . Так как в ТП дефекты должны быть явлением редким, зависящим от выхода большого числа случайно действующих факторов, выход годных должен подчиняться распределению Пуассона. Могут использоваться и другие типы распределений, в частности удобны из-за наличия у них достаточных статистик [10] экспоненциальные распределения.

В распределении Пуассона

$$y(x, AD) = \frac{(AD)^x e^{-(AD)}}{x!} \quad (3)$$

$y(x, AD)$  истолковывается как вероятность наличия  $x$  дефектов на фиксированном интервале геометрической характеристики  $A$  при удельной плотности дефектов  $D$ . Можно утверждать, что на модуле не будет ни одного дефекта ( $x = 0$ ) данного типа с вероятностью  $y(0, AD) = e^{-AD}$ . Дальнейшее усовершенствование модели описания дефектов КЭ заключается в учете возможных неоднородностей плотности дефектов каждого вида КЭ с помощью различных стандартных распределений  $f(D)$  по площади платы, от края к центру и т. д. [11].

Средний выход годных в этом случае определится выражением

$$y = \int_0^{\infty} e^{-(AD)} f(D) dD. \quad (4)$$

При использовании для описания  $f(D)$  распределений, сопряженных основному, существенно упрощается использование результатов текущего производства изделий, которые содержат интересные КЭ, для уточнения вероятностей получения годных элементов этих типов [10].

Сопряженным распределению Пуассона является  $\gamma$ -распределение [13]

$$f(D) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)\beta^\alpha} D^{\alpha-1} e^{-\frac{D}{\beta}}. \quad (5)$$

Тогда [12]

$$y = \frac{1}{\Gamma(\alpha)\beta^\alpha} \int_0^{\infty} e^{-\left(A+\frac{1}{\beta}\right)D} D^{\alpha-1} dD = (1+A\beta)^{-\alpha}. \quad (6)$$

Здесь

$$\alpha = \left(\frac{\bar{D}}{\sigma}\right)^2; \quad \beta = \frac{\sigma^2}{D}, \quad (7)$$

где  $\bar{D}$  — средняя плотность дефектов;  $\sigma^2$  — дисперсия плотности дефектов.

Параметры  $\alpha$  и  $\beta$  полностью определяют распределение плотности дефектов КЭ каждого типа, а следовательно, и  $y_{kb}$ ,  $y_{kb} \dots$  в данной партии (группе партий, изготовленных за определенный календарный период). Аналогично могут быть вычислены выходы годных при других распределениях дефектов.

Пересчет параметров  $\alpha$  и  $\beta$  по результатам изготовления очередной партии микросборок (результатам производства за определенный календарный период) для сопряженных распределений весьма прост. Если априорная плотность дефектов КЭ конкретного типа из распределения Пуассона характеризуется значением среднего  $D$ , где  $D$  — гамма-распределение с параметрами  $\alpha$  и  $\beta$ ,  $\alpha > 0$ ,  $\beta > 0$ , тогда апостериорное распределение  $D$  при  $X_i = x_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ) есть гамма-распределение с параметрами [10]

$$\alpha + \sum_{i=1}^n x_i; \beta + n. \quad (8)$$

Аналогичные простые арифметические пересчеты параметров существуют для других пар сопряженных распределений.

Пересчет параметров распределения по формуле (8) позволяет учесть влияние результата текущего производства на вычисление плотности дефектов КЭ рассматриваемого типа и, следовательно, на выход годных.

Если величины  $\lambda, D_i$  в выражении (2) определены для нового ТП, оборудования, материала, конструкции, то расчеты по приведенной методике позволят оценить влияние этих изменений на выход годных узлов ЭА.

Точность и объективность расчетов могут быть повышены увеличением объема статистических данных производства, а также дальнейшей детализацией КЭ с помощью составных композиционных распределений плотности [11], групп оборудования, квалификации операторов, изготавливающих ЭА.

Таким образом, предлагаемая методика имеет следующие преимущества:

1. Позволяет планировать выход годных изделий, исходя из уровня, достигнутого производством, путем использования конкретных организационно-технических мероприятий, с учетом сложности конструкции узлов.

2. Дает возможность оценивать эффективность новых ТП, материалов, оборудования, оснастки для повышения точности и стабильности ТП.

3. Может уточняться путем добавления новых КЭ по зафиксированным в производстве видам брака.

4. Обеспечивает пересчет плотности дефектов каждого вида по результатам изготовления узлов ЭА за произвольный отрезок времени простыми арифметическими действиями.

5. Может совершенствоваться путем учета неравномерности распределений дефектов с помощью составных распределений плотности дефектов.

6. Ориентируется на АСУ ГПС соответствующих видов производства и обеспечивает в этом случае автоматизацию получения исходных данных ( $D_i$ ).

7. Пригодна для различных видов производства ЭА, в частности тонко- и толстопленочных микросборок, печатных плат, узлов на печатных платах, полупроводниковых приборов, а также для сборки и монтажа узлов и блоков ЭА.

**Список литературы:** 1. *Автоматизация проектирования и производства микросборок и электронных модулей* / Н.П. Меткин, М.С. Лапин, Б.Н. Дендобренко, Н.А. Доморацкий. М.: Радио и связь, 1986. 280 с. 2. *Глушкин О.П., Обичкин Ю.Г., Блохин В.Г. Статистические методы в технологии производства радиоэлектронной аппаратуры.* М.: Энергия, 1977. 260 с. 3. *ОСТ 92-1714—91. Микросборки толсто пленочные. Методика учета и планирования выхода годных.* Введ. 01.01.93. 4. *ОСТ 92-1713—91. Микросборки толсто пленочные. Организация учета и порядок планирования технологических потерь в процессе производства.* Введ. 01.01.93. 5. *ОСТ 92-4642—85. Платы печатные. Методика планирования выхода годных и учет технологических потерь в процессе производства.* Введ. 01.01.87. 6. *Бароун Р.К., Майерс Дж. В. Использование контрольных структур в производстве многослойных ИС* // *Электрон.* 1968. Т. 41, № 15. С. 67 – 69. 7. *Захаров В.П. Применение тестовых микросхем для оптимизации конструкции и технологии ГИС повышенного уровня интеграции* // *Электрон. техника. Сер. "Комплекс. микроминиатюризация радиоэлектрон. устройств и систем".* 1975. Вып. 1. С. 92 – 97. 8. *Коробов А.И., Репин В.А., Седунов Б.И. Тестовые микросхемы для оценки качества и надежности гибридных БИС* // *Электрон. пром-сть.* 1974. № 7. С. 36 – 40. 9. *Stapper C.H. Defect density distribution for LSJ yield calculations* // *IEEE J. Solid – state circuits.* 1973. Vol. ED-20, P. 143 – 149. 10. *De Groot M. Оптимальные статистические решения.* Пер. с англ. М.: Мир, 1974. 491 с. 11. *Warner A.M. Applying a composite model to the yield problem* // *IEEE J. Solid – state circuits.* 1974. Vol. SC-9, P. 116 – 123. 12. *Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления:* В 3 т. М.: Физматгиз, 1962. Т. 1. 607 с.; Т. 2. 800 с. 13. *Крамер Г. Математические методы статистики.* Пер. с англ. М.: Мир, 1975. 648 с.

*Поступила в редколлегию 20.03.97*

*В.Г. АВРАМОВ, канд. техн. наук, О.В. ТУЧИН, канд. техн. наук,  
А.М. ЦЫМБАЛ, канд. техн. наук,  
А.А. ЧЕРНЫШЕНКО, канд. техн. наук*

## **ВОПРОСЫ АНАЛИЗА КОНСТРУКТОРСКОЙ ДОКУМЕНТАЦИИ В САПР ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ МЕХАНИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ**

Современный уровень развития систем автоматизации проектирования можно характеризовать наличием развитых программных средств конструкторского назначения, наличием ограниченного набора программных средств автоматизированного технологического проектирования и практически полным отсутствием средств обеспечения взаимосвязи конструкторского и технологического проектирования.

Конструкторская документация изделия, для которого проектируется технологический процесс, содержит информацию о конструкторском замысле. Исходя именно из конструкторского замысла надо вести весь процесс проектирования. Конструкторская документация включает в себя, прежде всего, чертеж изделия, и, значит, применительно к чертежу следует вести дальнейшие рассуждения.

Чертеж проектируемого изделия представляет собой геометрически связанные построения. Последние могут отображать деталь в различных системах координат. Элементы чертежей, как правило, соединены размерными связями. Все ответственные участки содержат сведения о точности обработки (шероховатость, качество точности). Для преобразования в вид, понятный ЭВМ, необходима дополнительная подготовка таких сведений.

В основном вся чертежная информация до недавних пор первично отображалась на бумаге. Ввод таких чертежей может осуществляться специальными устройствами ввода (сканеры, планшеты и т.п.). Другой путь — непосредственно создавать чертежи при работе в чертежной САПР AutoCAD. Однако опыт работы в них подсказывает, что чертежные построения несут лишь графическую визуальную информацию. Та же информация, которая не видна пользователю (например, две линии, наложенные друг на друга), тоже будет введена. Таким образом, чертеж с точки зрения внутреннего представления будет некорректен. Кроме того, восприниматься ЭВМ будет лишь формально-фактическая информация о чертеже: например, что из точки  $(X_1; Y_1)$  в точку  $(X_2; Y_2)$  проведена линия. Информация же о том, что возможно пересечение данной линии с другими линиями в каких-то определенных точках, никак отражена не будет.

Файлы чертежей, сделанных в системе AutoCAD, не могут быть рассмотрены непосредственно, так как являются программно-защищенными. Однако AutoCAD предоставляют возможность записи чертежной информации в файлы формата DXF. Описание файлов данного формата можно найти в [2], а также в документации по использованию системы AutoCAD. На основе рассмотрения DXF-файлов описания чертежей составлена программа, обрабатывающая чертежную информацию. Программа обрабатывает графические объекты типа LINE (отрезки прямых линий) и CIRCLE (окружности).

Первая функция такой подсистемы распознавания чертежной информации — корректировка. Она, как уже указывалось, выполняется: для исключения из описания участков линий, частично или полностью совпадающих с другими линиями; нахождения всех точек пересечения различных линий, а после этого разбиения каждой пересекающейся пары на отдельные участки. Цель заключается в получении описания чертежа в его самом элементарном представлении, когда он состоит лишь из элементарных, непересекающихся чертежных объектов. На основании подобного материала можно будет создавать представление об объекте как совокупности элементарных поверхностей, основным элементом которых являются линии.

Аналогично описываются и другие объекты. Так, пересечение линии и окружности (линия не проходит через центр окружности) образует две поверхности. Одна поверхность ограничивается точками пересечения окружности с линией и меньшей дугой окружности, другая — ее большей дугой. При этом отдельное описание (если оно вообще необходимо), требуется для представления меньшей поверхности, описание же большей поверхности скорее будет определяться параметрами самой окружности.

Вторая функция распознавания — определение элементарных поверхностей, из которых состоит деталь. Под элементарными поверхностями в данном случае понимаются такие выделенные на первом этапе элементы чертежа, которые образуют замкнутый контур. При этом контуры не могут пересекать друг друга, за исключением внешнего контура детали, охватывающего всю проекцию. Здесь следует отметить, что, кроме геометрических размеров детали, на чертеж необходимо наносить контуры заготовки. В простейшем случае он представляет собой замкнутый контур, части которого не пересекают контур детали и находятся вне его. Более сложный вариант — когда контур заготовки совпадает на одном из своих участков с контуром детали. Такое описание позволяет иметь информацию о соотношении контуров заготовки и детали в данной проекции. Указанная схема реализована в программе, написанной на языке Си.

Имея описание проекций заготовки и детали в одном чертеже, можно, основываясь на сведениях о внешнем контуре детали и контуре заготовки, определить объемы заготовки, которые можно удалить при обработке какого-либо элемента внешнего контура. При этом не затрагивается информация о других элементарных контурах.

Следующий этап разнится при различных способах задания данных. В случае использования простых конструкций можно, исследовав указанным способом деталь и ее заготовку, задать толщину и уровень (относительно нулевого) для заготовки и каждой элементарной поверхности. В результате получится объемное описание. Имея таким образом упорядоченные данные для каждой поверхности, можно определить объемы, которые нужно удалить из заготовки (D-объемы). Задача технологического проектирования тогда будет сводиться к оптимальному планированию выработки D-объемов. Именно такой вариант реализован с помощью программы, написанной на встроенном в систему AutoCAD языке AutoLISP.

Однако упрощение можно осуществить не всегда. Обычно имеется информация о нескольких проекциях. Для эффективной работы их необходимо свести в единую модель детали и заготовки. Несомненно, главное здесь — для обеспечения работы в одинаковых системах отсчета — наличие опорных точек, относительно которых заданы имеющиеся проекции.

Цель изложенных действий — наиболее точно передать чертежное представление проектируемого изделия в ЭВМ и получить в ней адекватное представление. В силу сказанного, скорее всего, целесообразно использовать проекции чертежа, не расположенные в плоскости XY, в качестве вспомогательных, несущих информацию о координатах Z элементарных поверхностей проекции XY. Хотя, конечно, могут существовать особенности, не принадлежащие XY, которые также требуется отображать в машинном представлении. Поэтому предложенный процесс “выдавливания” для объемного представления следует осуществлять для всех трех проекций. Одновременно должен создаваться массив (или список) элементарных поверхностей, для которых указываются толщина и уровень поднятия относительно нулевого уровня. Он необходим, чтобы исключить дублирование операций и избежать повторного рассмотрения одних и тех же элементов.

В результате всех перечисленных действий будут получены описание каждой элементарной поверхности детали с указаниями объемных характеристик, а также данные о полном объеме заготовки. Кроме того, для каждой поверхности будет сформировано описание контуров заготовки, прилежащих к ней и предназначенных к удалению. Имея данные об элементарной поверхности и о заготовке, точнее, о ее

объеме, находящемся над данной поверхностью, устанавливаем объем заготовки, который необходимо удалить.

Конечный набор параметров при анализе конструкторской информации содержит как описание заготовки и детали, так и описание D-объемов (относительно каждой обрабатываемой поверхности), подлежащих удалению. Получив такой набор информации, можно приступить к планированию технологического процесса, т.е. к определению последовательности удаления D-объемов. Задача будет состоять в нахождении оптимальной последовательности обработки с учетом извлеченной из чертежей информации о параметрах поверхностей.

**Список литературы:** 1. Челищев Б.Е., Боброва И.В., Гонзалес-Сабатер А. Автоматизация проектирования технологии в машиностроении. М.: Машиностроение, 1987. 264 с.  
2. Джамп Д. AutoCAD. Программирование: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1992. 336 с.

*Поступила в редколлегию 10.04.97*

## МЕТОД АНАЛИЗА ИЗЛУЧЕНИЯ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

В производстве компонентов волоконно-оптических систем передачи информации (оптических волокон, оптических соединителей, переключателей, ответвителей и т. д.) необходимо выполнять анализ распределения интенсивности излучения оптических волокон с целью установить оптические и геометрические характеристики компонентов. Специфика решения данной задачи обусловлена несколькими факторами: во-первых, тем обстоятельством, что поперечные геометрические размеры области излучения незначительно отличаются или сравнимы с длиной волны излучения; во-вторых, методами и аппаратурой, которые используются для измерения характеристик, связанных с распределением поля; в-третьих, применяемыми численными процедурами обработки результатов измерений. Качество выполнения технологических операций в значительной мере зависит от точности воспроизведения распределения оптического поля в критичных плоскостях сечения. Непосредственно для измерения распределения интенсивности применяются, как правило, методы ближнего или дальнего поля. Сканирование выполняется многоэлементными фотоприемниками (линейными или матричными фоточувствительными приборами с зарядовой связью) либо перемещаемыми прецизионными микроподвижками точечными фотоприемниками. Анализируя информацию фотодатчика, исследователь имеет дело не с непосредственным распределением оптического поля по интересующему его сечению, а с распределением, которое является результатом преобразования исходного распределения линейной системой (измерительным прибором) и описывается интегральным уравнением Фредгольма 1-го рода

$$g(y) = \int_{-\infty}^{\infty} E_{NF}(x)h(y-x)dx, \quad (1)$$

где  $E_{NF}(x)$  – напряженность электрической составляющей оптического поля излучения оптического волокна;  $h(x)$  – импульсная характеристика системы. Для получения действительного распределения поля в интересующем сечении (например, в плоскости соединения двух оптических волокон) необходимо решить обратную задачу с целью восстановить  $E_{NF}(x)$  по результатам измерения  $g(y)$ . Восстановление, в свою очередь, выполняется с некоторой погрешностью  $\epsilon$ , чем обусловлена некорректность обратной задачи.

Решение данной задачи предлагается осуществлять методом минимизации риска на выборках конечного объема, который удовлетворяет определенному компромиссу между значением величины, характеризующей "сложность" входного воздействия, и невязкой по результатам сканирования поля  $g(y)$ . Решение целесообразно представлять в классе линейных по параметрам функций рядом ортогональных функций  $j_n$  вида [1]

$$E_{NF}(x) = \sum_{n=0}^N c_n \Phi_n^\alpha(x). \quad (2)$$

Ортогональным базисом в данном случае служат функции Лагерра [1]

$$\Phi_n^\alpha(x) = \exp\left(-\frac{x}{2}\right) x^\alpha L_n^\alpha(x), \quad (3)$$

где  $L_n^\alpha(x)$  – обобщенный полином Лагерра.

Количество слагаемых определяется минимизацией функционала эмпирического риска [2]

$$J(n) = \frac{I_e(c)}{1 - \sqrt{\frac{(N+1)(\ln M - \ln(N+1) + 1) - \ln \eta}{M}}}. \quad (4)$$

Здесь  $\eta$  – вероятность, с которой справедлива эта оценка;  $M$  – количество точек измерения распределения  $g(y)$ ;  $I_e(c)$  – критерий эмпирического риска, который определяется в метрическом пространстве уравнением [2]

$$I_e(c) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left\{ g(y) - \int_{-\infty}^{\infty} h(y-x) \sum_{n=0}^N c_n \Phi_n^\alpha(x) dx \right\}, \quad (5)$$

а его минимальное значение достигается на решении нормальной системы линейных алгебраических уравнений

$$\Phi^T \times \Phi \times C = \Phi^T \times g, \quad (6)$$

где  $\Phi = \{\Psi_n(y_i)\}$  – матрица размера  $M \times (N+1)$  значений образов функций Лагерра в экспериментальных точках  $y_i$  ( $i=1, \dots, M$ );

$C = (c_0 \dots c_N)^T$  – искомый вектор коэффициентов разложения приближения решения интегрального уравнения (1) по функциям Лагерра;  $g = (g_1, g_2, \dots, g_M)^T$  – вектор экспериментальных наблюдений распределения интенсивности модового поля.

Значение функционала эмпирического риска, достигаемое на решении нормальной системы, является оценкой качества построения приближенного решения уравнения.

Известное распределение поля излучения волокна в ближней зоне может быть использовано для установления таких геометрических характеристик, как геометрические координаты центра  $X_C$  и диаметр модового поля  $D_m$  (сердцевины) оптического волокна через соответствующие моменты функции распределения электрической составляющей поля излучения

$$X_C = \frac{m_1}{m_0} = \frac{\int_0^{\infty} x E_{NF}^2(x) dx}{\int_0^{\infty} E_{NF}^2(x) dx}; \quad (7)$$

$$D_m = \frac{m_2}{m_0} - \left(\frac{m_1}{m_0}\right)^2 = \frac{\int_0^{\infty} x^2 E_{NF}^2(x) dx}{\int_0^{\infty} E_{NF}^2(x) dx} - X_C^2. \quad (8)$$

С помощью изложенного выше подхода и выражений (7), (8) получены соотношения для представления геометрических характеристик через вектор коэффициентов разложения  $C_n$  исходного распределения излучения оптического волокна. Оценки координат центра и диаметра модового поля описываются следующими выражениями:

$$X_C^{(N)} = 1 + 2N \left(C_N^*\right)^2 + 2 \sum_{n=0}^{N-1} C_n^* \left(n C_n^* - (n+1) C_{n+1}^*\right), \quad (9)$$

где коэффициенты должны быть нормированы так, что  $\sum_{n=0}^N |C_n^*|^2 = 1$ ;

$$D_m^{(N)} = 2 \left\{ 5 + \sum_{n=0}^N 4n (C_n^*)^2 + (N+1) \left[ 2(C_N^*)^2 + N(C_N^* - C_{N-1}^*)^2 \right] + \sum_{n=0}^N C_n^* (n+1)(n+2) (C_n^* - 2C_{n+1}^* + C_{n+2}^*) - X_C^2 \right\}^{1/2}. \quad (10)$$

Эффективность и потенциальные возможности метода проверялись моделированием на ПЭВМ с использованием генератора псевдослучайных чисел для имитации погрешностей измерения  $\epsilon$ . Во время экспериментов проводились: восстановление исходного распределения электрического поля на базисе ортогональных функций Лагерра при заданных погрешностях измерения; определение значений и погрешностей геометрических параметров – координат центра сердцевинны  $X_C$  и диаметра модового поля  $d$ .

В качестве исходного распределения поля были использованы соотношения, описывающие наиболее распространенные типы ОВ с гауссовым пучком, а также многослойные дисперсионномодифицированные волокна с профилем показателя преломления W-типа. По соотношению (1), определяющему оператор прямой задачи, рассчитывались значения поля излучения ОВ в плоскости изображения (элемент  $g$  ( $y$ )). К ним добавлялся шум  $\epsilon$  в размере 10 % от измеренного значения. После использования операции восстановления в виде (2) определялись геометрические характеристики  $X_C$  и  $D_m$  и сравнивались с заданными. При восстановлении распределения поля определялись функционал  $J(n)$  и критерий эмпирического риска  $I_e$  в зависимости от изменяемого размера базиса восстановления и интервала между отсчетами распределения поля в плоскости контролируемого изображения.

Результаты моделирования показали, что минимальное значение функционала  $J(n)$  достигается при 6-м, 7-м порядках полинома восстанавливающей функции для гауссовых волокон и 18 — 20-м порядком для сложнопрофильных волокон. Этим же порядкам соответствуют значения координат геометрического центра и диаметра модового поля, наименее отклоняющиеся от заданных.

Получено количество отсчетов измеряемой функции, которое достаточно для ее восстановления с заданной точностью. Выявлено, что для волокон с гауссовым пучком достаточно осуществлять измерение в точках, которые отстоят друг от друга на  $d = (0,5 \dots 0,75)\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны измерения. Для более сложных профилей интервал

должен быть уменьшен до величины  $d = (0,05 \dots 0,25)\lambda$ . С использованием генератора псевдослучайных чисел оценены математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение (СКО) определения геометрических характеристик  $X_c$  и  $D_m$ . Систематическая погрешность составляет  $\pm (0,02 \dots 0,05)$  мкм, а достижимый уровень СКО мало различается для волокон разных типов и находится в таких пределах: СКО ( $X_c$ ) = 0,02 ... 0,05 мкм, СКО ( $D_m$ ) = 0,05 ... 0,08 мкм.

**Список литературы:** 1. Френкс Л. Теория сигналов: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1974. 343 с. 2. Алгоритмы и программы восстановления зависимостей / Под ред. В.Н. Вапника. М.: Наука, 1984. 815 с.

*Поступила в редколлегию 14.04.97*

## СИСТЕМА ПРЕЦИЗИОННОГО КОНТРОЛЯ ДЕТАЛЕЙ КОМПОНЕНТОВ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Эксплуатационные и стоимостно-эффективные свойства волоконно-оптических систем передачи информации (ВОСПИ) во многом определяются качеством используемых компонентов: волоконно-оптических кабелей, разъемных и неразъемных волоконно-оптических соединителей, оптических переключателей и др. Сложность технологического обеспечения качества компонентов объясняется тем, что геометрические размеры деталей элементов, допуски формы и расположения находятся в узком диапазоне – в области единиц и даже десятых долей микрометров. Требуемые параметры качества могут быть гарантированы только с помощью прецизионного оборудования автоматизированного контроля, а также использования эффективных алгоритмов обработки данных [1].

При производстве компонентов ВОСПИ основными определяющими геометрическими параметрами являются: диаметры сердцевины и оболочки многомодовых оптических волокон, диаметр модового поля одномодовых оптических волокон, координаты центра модового поля относительно образующих поверхностей конструктивных элементов (например, соосность сердцевины оптического волокна и цилиндрической арматуры в разъемных оптических соединителях). Для установления и технологического контроля значений указанных величин наилучшим образом подходят оптические методы неразрушающего контроля, основанные на регистрации распределения интенсивности излучения торца световода в ближнем или дальнем полях, являющегося результатом взаимодействия зондирующего оптического поля с контролируемым объектом. В процессе изготовления оптических кабелей наиболее приемлемы методы продольного зондирования проходящим излучением, поскольку оптическое волокно заключено в многослойную защитную оболочку. При контроле указанных геометрических параметров во всех случаях требуется нахождение геометрических координат положения центра модового поля в системе координат, задаваемой фотоприемниками. В этом случае координата центра модового поля  $X_C$  может быть определена как "центр тяжести" функции распределения интенсивности ( $m$  — моменты соответствующих порядков) [2]:

$$X_C = \frac{m_1}{m_0} = \frac{\int_0^{\infty} x E_{NF}^2(x) dx}{\int_0^{\infty} E_{NF}^2(x) dx} . \quad (1)$$

Диаметры сердцевины и модового поля также определяются через моменты функции распределения интенсивности:

$$d = \frac{m_2}{m_0} - \left( \frac{m_1}{m_0} \right)^2 = \frac{\int_0^{\infty} x^2 E_{NF}^2(x) dx}{\int_0^{\infty} E_{NF}^2(x) dx} - X_C^2 , \quad (2)$$

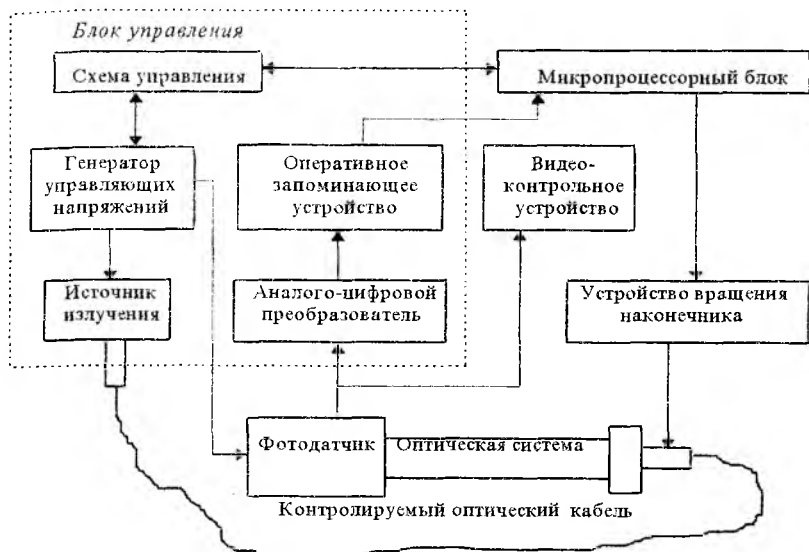
где  $E_{NF}(x)$  – амплитуда электрического поля в ближней зоне.

Для технологического контроля геометрических параметров (диаметра сердцевины и оболочки многомодовых волокон, диаметра модового поля одномодовых волокон, соосности сердцевины оптического волокна и оптического наконечника разъемного соединителя) с погрешностью не более 0,1 мкм нами разработана установка на основе линейного фоточувствительного прибора с зарядовой связью (ФПЗС), реализующая метод ближнего поля. Для сканирования излучения выбран датчик типа К1200ЦЛ1, позволяющий дискретизировать анализируемое изображение на 1024 элемента строки.

В основу работы системы положены следующие основные принципы [2]:

- преобразование оптической (визуальной) информации с помощью оптического ПЗС-датчика в видеосигнал дискретной структуры, соответствующий поэлементному представлению изображения;
- аналого-цифровое преобразование амплитуды видеосигнала, отвечающей каждому контролируруемому элементу разложения;
- поэлементное представление видеосигнала в виде порядкового номера элемента разложения, отвечающего номеру элемента линейного ПЗС-датчика, и цифровых двоичных кодов амплитуд, определяемых яркостью соответствующей точки оптического изображения;
- нахождение отклонения от соосности сердцевины световода и оптического наконечника по биению светового пятна, излучаемого контролируемым концом оптического кабеля, при вращении оптического наконечника в безлюфтовом подшипнике.

Работа системы и взаимодействие ее составных частей поясняются структурной схемой (рисунок).



Фотодатчик преобразует оптическое изображение излучения сердцевины оптического волокна в видеосигнал. Последний усиливается дифференциальным видеосулителем до 1 — 2 В и через разъем поступает в блок управления (БУ) и на видеоконтрольное устройство (ВКУ). БУ содержит плату генератора сигналов управления фотодатчиком, плату аналого-цифрового преобразователя (АЦП) со схемой управления и оперативно-запоминающим устройством (ОЗУ), а также модуль излучателя МПД-1, используемый для засветки контролируемого кабеля. Генератор сигналов управления формирует временные последовательности импульсных сигналов заданного уровня по напряжению и постоянные питающие напряжения, обеспечивающие функционирование датчика ПЗС. Модуль АЦП на базе ИМС К1107ПВ2 производит аналого-цифровое преобразование амплитуды видеосигнала фоточувствительных элементов и хранение цифрового кода в буферном ОЗУ емкостью 1 Кбайт. БУ соединен с параллельным портом блока микропроцессора (БМ), в котором в соответствии с управляющей программой производится формирование сигналов управления работой системы контроля, осуществляется прием и обработка информации фоточувствительного датчика. При опытной эксплуатации и отработке системы контроля применялся персональный компьютер (ПК). Последняя конфигурация системы более удобна при проведении экспериментальных исследований. В оптической системе

использован высокоапертурный объектив (для устранения отсечек в пространственно-частотной области) ОМ-29 (40 x 0,65).

Устройство вращения наконечника выполняет дискретно-вращательное перемещение оптического наконечника разъемного соединителя, при этом обеспечивается останов последнего в моменты проведения измерений.

Система контроля функционирует следующим образом. Контролируемый наконечник фиксируется в устройстве вращения перед объективом оптической системы. Оптический наконечник противоположного конца оптического кабеля устанавливается в гнездо излучателя. В плоскости фотодатчика создается увеличенное изображение излучения сердцевинны ОВ, которое наблюдается на экране ВКУ. Все дальнейшие операции осуществляются автоматически под программным управлением. В БМ формируется импульс пуска двигателя устройства вращения. После поворота наконечника на один шаг происходят останов электродвигателя и формирование сигнала готовности к приему информации фотодатчика.

Чтобы обеспечить считывание и аналого-цифровое преобразование информации с каждой фоточувствительной ячейки за один цикл работы линейного датчика ПЗС, весь процесс приема информации из фотодатчика разделен на два этапа. Вначале синхронно с работой линейного ФПЗС реализуются аналого-цифровое преобразование и запись в буферное ОЗУ БУ значений амплитуд видеосигнала, измеренных каждой фоточувствительной ячейкой за один период работы ФПЗС. На втором этапе, под управлением программно формируемых тактовых последовательностей, выполняется считывание информации из буферного ОЗУ БУ в ОЗУ БМ или ПК.

В результате обработки считанной информации определяется координата центра модового поля, которая заносится в память БМ и используется для вычисления отклонения осей сердцевинны оптического волокна и оптического наконечника после полного поворота наконечника на  $360^{\circ}$ . Весь цикл контроля состоит из десяти описанных тактов работы системы. В памяти БМ (ПК) находятся десять координат измеренных центров, определяющих положение сердцевинны ОВ по 10 направлениям. В ходе выполнения программы вычисляется также диаметр сердцевинны оптического волокна (диаметр модового поля) по приведенному выражению.

**Список литературы:** 1. Miller G. Manufacturers respond to telco connector wish list // *Lightwave*. 1990. N 7. P. 23 — 26. 2. Невлюдов И.Ш., Филипенко А.И. Контроль соосности сердцевинны оптического волокна и цилиндрического наконечника разъемного соединителя оптических кабелей. Х., 1996. 6 с. Деп. в ГПНТБ Украины 14.02.96, № 525 Укр96.

*Поступила в редколлегию 14.04.97*

Н.В. АЛИПОВ, д-р техн. наук, Е.И. ЛИТВИНОВА, канд. техн. наук,  
В.В. ТРЕТЯК

## ТОПОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДВУСТОРОННЕЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Одним из наиболее важных этапов решения задачи проектирования топологии печатной платы является выбор математической модели монтажно-коммутационного пространства. Использование топологического метода трассировки позволяет проводить трассы любой конфигурации и в наибольшей степени реализовать приемы, используемые конструктором при решении задачи трассировки, что дает возможность увеличить процент разведенных соединений и улучшить качество топологического рисунка.

Для реализации принципа поэтапной трассировки представим коммутационное поле каждого слоя печатной платы в виде совокупности макродискретов\* так, как это описано в работе. Полученные совокупности макродискретов назовем соответственно крупнодискретными рабочими полями (КДРП) первого и второго слоев. Каждое из этих полей строится следующим образом. Рабочее пространство с размещенными в нем компонентами разбивается на укрупненные дискреты путем продолжения линий, представляющих собой границы установочных мест элементов. В дальнейшем укрупненные дискреты именуется дискретами. Каждый дискрет описывается совокупностью координат его левого нижнего угла и размеров. Такое описание можно задать в виде двух кортежей для первого и второго слоев соответственно:  $\langle X_k, Y_k, A_k, B_k \rangle$ . Здесь  $X_k$  – координата  $X$ ;  $Y_k$  – координата  $Y$ ;  $A_k$  – размер дискрета вдоль оси  $X$ ;  $B_k$  – размер дискрета вдоль оси  $Y$ ;  $k = \overline{1, N}$ , где  $N$  – число дискрет.

Пусть число вертикальных рядов на каждом слое платы  $N_B = q-1$ ; число горизонтальных рядов  $N_T = N-1$ . Обозначим через  $Z$  целую часть числа, полученного путем деления  $D/N$ , и через  $R$  – остаток по  $\text{mod} N$  от числа  $D$ , т.е.  $Z = [D/N_B]$ ;  $R = D \text{ mod } N_B$ , где  $D$  – номер дискрета. Тогда координаты левого нижнего угла  $D_k$ -го дискрета некоторого слоя платы

\* Алипов Н.В., Литвинова Е.И. Дискретная топологическая модель печатной платы. Х., 1994. 13 с. Деп. в ГНТБ Украины 01.08.94, № 1466-Ук94.

$$X_k = \begin{cases} X_{i_r}, & \text{если } R \neq 0, \\ X_{i(q-1)}, & \text{если } R = 0; \end{cases} \quad Y_k = \begin{cases} Y_{j(z+1)}, & \text{если } R \neq 0, \\ Y_{j_z}, & \text{если } R = 0. \end{cases}$$

Для реализации функции поиска пути на этапе макротрассировки необходимо сформулировать правила определения номеров дискретов, смежных на первом или втором слоях. Любой дискрет, не принадлежащий крайнему вертикальному или горизонтальному ряду слоя, имеет ровно четыре смежных дискрета, номера которых определяются в соответствии с соотношениями

$$D_l = \begin{cases} 0, & \text{если } R = 1, \\ D - 1, & \text{если } R \neq 1; \end{cases} \quad D_n = \begin{cases} 0, & \text{если } R = 0, \\ D + 1, & \text{если } R \neq 0; \end{cases}$$

$$D_n = \begin{cases} 0, & \text{если } (D - N_\sigma) \leq 0, \\ D - N_\sigma, & \text{если } (D - N_\sigma) > 0; \end{cases} \quad D_\sigma = \begin{cases} 0, & \text{если } (D + N_\sigma) > N, \\ D - N_\sigma, & \text{если } (D + N_\sigma) \leq N. \end{cases}$$

Здесь  $D_l$ ,  $D_n$  – номера левого и правого смежных дискретов,  $D_n$ ,  $D_\sigma$  – номера нижнего и верхнего смежных дискретов; 0 – номер дискрета, находящегося на границе КДРП.

В предложенной модели печатной платы каждое установочное место первого и второго слоев представляется совокупностью дискретов. Поэтому в процессе трассировки необходимо иметь информацию о номерах дискретов, принадлежащих  $i$ -му установочному месту, параметры которого заданы в виде кортежа  $\langle X_k, Y_k, A_k, B_k \rangle$ . Отметим, что  $D_k$ -й дискрет рабочего поля каждого слоя платы принадлежит  $i$ -му установочному месту в том случае, если выполняются следующие соотношения:  $X_i \leq X_k < (X_i + A_i)$ ;  $Y_i \leq Y_k < (Y_i + B_i)$ .

Дискрет  $D_{kl}$  КДРП представляет собой канал для трассировки в определенном слое, который отображается совокупностью четырех упорядоченных подмножеств соответственно для каждой стороны дискрета:  $L_{kl} = \{L_{kl}^s \mid s \in S\}$ . Здесь  $k$  – номер дискрета;  $l$  – номер слоя  $S = \{1, 4\}$  – множество индексов. При этом  $|L_k^1| = |L_k^2| = p_k^1$ ;  $|L_k^4| = |L_k^3| = p_k^2$ , где  $p_k^1, p_k^2$  – пропускные способности сторон дискретов данного слоя печатной платы в горизонтальном и вертикальном направлениях. Пропускные способности сторон дискрета в первом

и втором слоях платы могут быть различными. В подмножества  $L_k^1$ ,  $L_k^2$ ,  $L_k^3$ ,  $L_k^4$  будем записывать номера трасс, проходящих соответственно через левую, правую, нижнюю и верхнюю стороны дискрета на данном слое. Каждое подмножество  $L_k^s$  состоит из двух непересекающихся подмножеств  $L_k'^s$  и  $L_k''^s$ . К подмножеству  $L_k'^s$  отнесем первые  $m$  элементов подмножества данного слоя  $L_k^s$ , к  $L_k''^s$  — оставшиеся элементы  $L_k^s$ , где  $m$  — номер магистрали дискрета, по которой проходит на текущем слое вновь прокладываемая трасса  $N \in L_k^s$ .

Между магистралями дискрета  $D_k$ , принадлежащего первому или второму слою, и позициями подмножества  $L_k^s$  зададим взаимно однозначное соответствие:  $M_h(D_{kl}) \Rightarrow F_h(D_{kl}^s)$ , где  $M_h(D_{kl})$  —  $h$ -я магистраль дискрета  $D_k$ ;  $F_h(D_{kl}^s)$  —  $h$ -я позиция подмножества  $L_k^s$ .

Для данной топологической модели печатной платы сформулируем условия пересечения трасс в канале на первом и втором слоях. С этой целью рассмотрим различные варианты конфигурации цепи  $N$ , которые могут возникнуть при прохождении волны через канал на текущем слое.

Если волна подходит к первой стороне дискрета  $D_k$  некоторого слоя и пересекает противоположные стороны дискрета, то условия пересечения вновь прокладываемой трассы  $N$  с ранее проложенной трассой  $N_i$  записываются в виде следующих соотношений:  $N_i \in L_4 \cap L_3$ ;  $N_i \in L_1^2 \cap L_3$ ;  $N_i \in L_4 \cap L_1^1$ ;  $N_i \in L_4 \cap L_2^1$ ;  $N_i \in L_2^2 \cap L_3$ ;  $N_i \in L_1^2 \cap L_2^1$ ;  $N_i \in L_2^2 \cap L_1^1$ ;  $N_i \in L_1^2 \cap L_1^1$ ;  $N_i \in L_2^2 \cap L_2^1$ .

Если волна подходит ко второй стороне дискрета  $D_k$ , то  $N_i \in L_4 \cap L_3$ ;  $N_i \in L_1^2 \cap L_3$ ;  $N_i \in L_4 \cap L_1^1$ ;  $N_i \in L_4 \cap L_2^1$ ;  $N_i \in L_2^2 \cap L_3$ ;  $N_i \in L_1^2 \cap L_2^1$ ;  $N_i \in L_2^2 \cap L_1^1$ ;  $N_i \in L_1^2 \cap L_1^1$ ;  $N_i \in L_2^2 \cap L_2^1$ .

Если волна подходит к третьей или четвертой стороне дискрета  $D_k$ , то  $N_i \in L_1 \cap L_2$ ;  $N_i \in L_3^2 \cap L_4^1$ ;  $N_i \in L_3^1 \cap L_4^2$ ;  $N_i \in L_4^1 \cap L_2$ ;  $N_i \in L_1 \cap L_4^2$ ;  $N_i \in L_4^1 \cap L_4^2$ ;  $N_i \in L_3^1 \cap L_3^2$ ;  $N_i \in L_1 \cap L_3^2$ ;  $N_i \in L_1^3 \cap L_2$ .

Аналогично записываются условия пересечения для вновь прокладываемой трассы  $N$ , пересекающей как смежные стороны дискрета  $D_k$  некоторого слоя  $l$ , так и лишь одну его сторону. Если невозможно распространение волны в КДРП, к примеру, первого слоя ни из одного дискрета последнего ее фронта, планируется переход из дискрета  $D_{k1}$  КДРП первого слоя в дискрет  $D_{k2}$  КДРП второго слоя на рассматриваемой  $N$ -й магистрали. Такой переход возможен в случае, когда указанная магистраль дискрета  $D_{k2}$  КДРП второго слоя свободна. Если  $N$ -я магистраль дискрета  $D_{k2}$  КДРП второго слоя занята ранее проложенной трассой  $N_i$ , то данный конфликт трасс  $N$  и  $N_i$  можно устранить путем перемещения трассы  $N_i$  на втором слое с  $n$ -й магистрали на одну из свободных магистралей данной стороны дискрета  $D_{k2}$  второго слоя без нарушения относительного местоположения трасс, ранее проложенных в нем. Эта операция выполняется путем перемещения соответствующих элементов множеств  $L_{k2}^S$ . При этом, если на  $n$ -й магистрали рассматриваемой стороны дискрета  $D_{k2}$  второго слоя расположена контактная площадка или между  $N$ -й магистралью и свободной магистралью расположена контактная площадка с ранее проложенной к ней трассой, переход с одного слоя на другой в таком месте невозможен. Для того чтобы продолжить распространение волны по второму слою, необходимо выполнить сдвиг точки прихода волны к рассматриваемой стороне дискрета первого слоя на соседнюю свободную магистраль (если последняя имеется) и повторить процедуру планирования перехода, описанную выше. В том случае, когда соседние магистрали заняты контактными площадками или трассами, производят поиск свободной магистрали на данной стороне дискрета  $D_k$  с учетом условий пересечения трасс. Если возможность сдвига точки прихода волны отсутствует, следует перейти к рассмотрению других дискрет данного фронта волны с целью осуществить переход с первого слоя на второй.

Описанная топологическая модель печатной платы позволяет синтезировать эффективный алгоритм топологического проектирования двусторонней печатной платы, который даст возможность изменять конфигурацию ранее проложенных соединений, а также минимизировать длину трассы и количество переходных отверстий.

*Поступила в редколлегию 25.03. 97*

## АЛГОРИТМ МАКРОТРАССИРОВКИ ДВУСТОРОННЕЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Проектирование межсоединений двусторонней печатной платы на основе крупнодискретной топологической модели позволяет разделить процесс поиска решения на два этапа: 1) трассировку соединений на топологической модели и ее оптимизацию (макротрассировку); 2) формальное преобразование эскиза трассировки в описание расположения соединений с точностью до координат монтажного пространства (микротрассировку)\*. На первом этапе распределение проводников по макродискретам осуществляется при полном отрыве от метрических характеристик на всем коммутационном поле. Положение трасс жестко не фиксируется и каждое последующее соединение может в некоторых пределах деформировать уже проведенные трассы. Учитываются только наиболее важные метрические параметры, используемые в качестве ограничений, а именно параметры, определяющие пропускную способность и насыщенность отдельных участков рабочего поля. Фрагменты трасс описываются набором топологических характеристик, что позволяет создавать "гибкие", "плавающие" модели проводников в больших областях произвольной конфигурации. В процессе макротрассировки необходимо обеспечить выполнение двух условий: алгоритм определяет путь между двумя вершинами трассируемого соединения; найденный путь имеет конкретную реализацию, удовлетворяющую геометрическим ограничениям. Это является гарантией успешного завершения второго этапа, на котором уточняется расположение проводников внутри макродискрет.

Пусть необходимо отыскать путь между двумя точками  $A$  и  $B$  двухслойного коммутационного пространства, которые соответствуют вершинам  $x_n$  и  $x_k$  цепи  $e_j$  (рис. 1). Крупнодискретная топологическая модель двусторонней печатной платы позволяет решить эту задачу с помощью модифицированного волнового алгоритма, в котором волна распространяется по укрупненным дискретам  $D_i$  некоторого слоя платы. Источником волны является один из четырех смежных каналов первого или второго слоя, содержащих начальную вершину

\* Алипов Н.В., Литвинова Е.И. Дискретная топологическая модель печатной платы. Х., 1994. 13 с. Деп. в ГНТБ Украины 01.08.94, № 1466-Ук94.

(точку  $A$ ) соединения  $e_j$ . Приемником волны будем считать один из четырех смежных дискретов, которым принадлежит очередная вершина на цепи  $e_j$  (точка  $B$ ) или ранее распределенный фрагмент  $\{x_f; x_s\}$  обрабатываемой цепи.

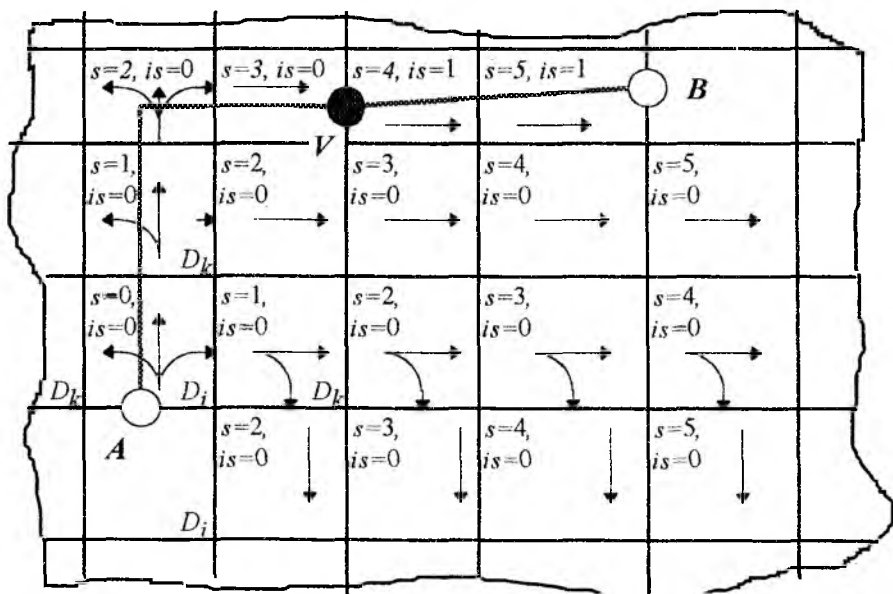


Рис. 1.

Подключение вершины к ранее размещенному участку трассы позволяет опустить этап построения минимального связывающего дерева, которое практически невозможно реализовать без изменений в виде топологического рисунка, особенно при большом числе связей. Будем решать задачу построения квазиоптимального дерева последовательно для каждой цепи с учетом конкретной топологической ситуации.

Рассмотрим ситуацию, отраженную на рис. 1. Для поиска пути между двумя точками начнем распространение волны с дискрета  $D_i$  первого слоя. В первый фронт волны (в дальнейшем словосочетание "фронт волны" заменим на слово "фронт") будем включать каналы, смежные с  $D_i$  по одной из четырех граней на текущем слое. При этом

необходимо учитывать возможность прокладки трассы на рассматриваемом слое в направлении каждого из смежных дискретов. С этой целью введем код направления  $AP$  прохождения волны через канал; его значения определим из рис. 2 в зависимости от стороны, которой принадлежит источник волны в данном дискрете. Источник обозначен кружком. В каждый очередной фронт включают дискреты текущего слоя, в направлении которых возможна прокладка трассы без пересечений. Для построения пути, минимально возможного в данной топологической ситуации, введем индекс длины  $s$  и индекс слоя  $is$ . Начальное значение  $s$  равно нулю,  $is = 0$ . Для каждого очередного фронта индекс длины увеличивается на единицу. Индекс слоя формируется следующим образом: для первого слоя  $is = 0$ , для второго слоя  $is = 1$ . Если построение пути без конфликтов с ранее назначенными в канал трассами невозможно, то соответствующий смежный дискрет не может быть включен во фронт. Эту процедуру повторяют до тех пор, пока не будет достигнут приемник волны на данном слое.

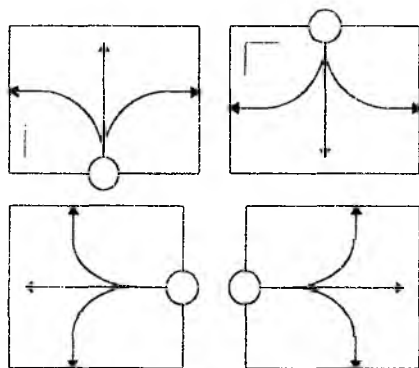


Рис. 2

В случае, когда приемник не достигнут и отсутствует возможность дальнейшего распространения волны в крупнодискретном рабочем поле (КДРП) рассматриваемого слоя из текущего канала последнего фронта, планируется переход из дискрета  $D_i$  КДРП первого слоя в дискрет  $D_j$  КДРП второго слоя на рассматриваемой  $n$ -й магистрали, если последняя свободна на всех слоях. Указанная магистраль дискрета  $D_j$  помечается символом перехода  $V$ . Распространение волны продолжается в КДРП второго слоя, начиная с двух смежных каналов, на границах которых расположен межслойный переход, до тех пор, пока не будет достигнут приемник волны.

Если приемник не достигнут и отсутствует возможность дальнейшего распространения волны в КДРП второго слоя из текущего канала последнего фронта, планируется переход из дискрета  $D_i$  КДРП второго слоя в дискрет  $D_j$  КДРП первого слоя на рассматриваемой  $m$ -й магистрали, если последняя свободна на всех слоях. Распространение волны продолжается в КДРП первого слоя, начиная с двух смежных каналов, на границах которых расположен очередной меж-

слоиный переход. Процедура смены слоя при распространении волны и планирования переходов повторяется до тех пор, пока не будет достигнут приемник волны.

Рассмотрим ситуацию, когда при планировании межслойного перехода на  $n$ -й магистрали последняя занята ранее проложенной трассой. В этом случае необходимо последовательно просмотреть все остальные магистрали рассматриваемой стороны дискрета на текущем слое и определить, какие элементы топологии расположены на них. Если на указанных магистралях находятся только ранее проложенные на данном слое трассы и имеются свободные магистрали, можно осуществить параллельный сдвиг трасс и освободить  $n$ -ю магистраль для размещения межслойного перехода. Если между ранее проложенными трассами на границах дискрета установлены контактные площадки, ранее включенные в топологический рисунок, то деформация проложенных соединений с целью освобождения  $n$ -й магистрали невозможна. Для того чтобы продолжить распространение волны по второму слою, надо осуществить сдвиг точки прихода волны к рассматриваемой стороне дискрета первого слоя на соседнюю свободную магистраль (если последняя имеется) и повторить процедуру планирования перехода, описанную выше. Чтобы реализовать возможность сдвига точки прихода волны на текущем слое, необходимо при распространении волны запоминать номер выбранной магистрали и код направления. В том случае, когда соседние магистрали заняты контактными площадками или трассами, осуществляют поиск свободной магистрали на данной стороне дискрета  $D_i$  с учетом индекса направления и условий пересечения трасс. Если возможность сдвига точки прихода волны отсутствует, следует перейти к рассмотрению других дискрет, входящих в данный фронт волны, с целью перейти с одного слоя на другой. Дискреты последнего фронта рассматривают в порядке, обратном тому, в котором они были включены во фронт волны.

Все изложенное выше позволяет синтезировать следующий модифицированный волновой алгоритм макротрассировки двусторонней печатной платы:

1. Выбрать слой печатной платы  $sl = 0$ .
2. Присвоить дискретам  $D_i$ , на границах которых лежит точка  $A$ , индекс длины  $s = 0$ , индекс слойности  $is = sl$ .
3. Выбрать вариант закрепления трассы за магистралями дискретов  $D_i$  в каждом из трех возможных направлений.
4. Сформировать множество  $E$  соседних с  $D_i$  дискретов, в направлении которых возможна прокладка трассы. Запомнить номера магистралей, являющихся точками прихода волны к дискретам множества  $E$ .

5. Присвоить дискретам  $D_k \in E_i$  ( $k = \overline{1, m}$ ;  $m = |E_i|$ ) индекс длины  $s = s + 1$ , индекс слойности  $is = sl$  и выполнить пп. 3–5 данного алгоритма.

6. Повторять пп. 3–5 настоящего алгоритма до тех пор, пока не будут достигнуты дискреты, содержащие точку  $B$ .

7. Если повторение пп. 3–5 для некоторого фронта волны (множества дискретов  $D_i$  слоя  $sl$ ) невозможно и точка  $B$  не достигнута, перейти к п. 8.

8. Выполнить межслойный переход в точке прихода волны к дискрету  $D_k \in E_i$  ( $k = \overline{1, m}$ ;  $m = |E_i|$ ).

9. Перейти на очередной слой печатной платы  $sl = sl \oplus 1$ .

10. Присвоить дискрету  $D_k \in E_i$  ( $k = \overline{1, m}$ ;  $m = |E_i|$ ) индекс длины  $s = s + 1$ , индекс слойности  $is = sl$ .

11. Выбрать вариант закрепления трассы за магистралями дискретов  $D_i$ , на границах которых имеется межслойный переход в каждом из трех возможных направлений.

12. Сформировать множество  $E$  соседних с  $D_i$  дискретов, в направлении которых возможна прокладка трассы. Запомнить номера магистралей, являющихся точками прихода волны к дискретам множества  $E$ .

13. Присвоить дискретам  $D_k \in E_i$  ( $k = \overline{1, m}$ ;  $m = |E_i|$ ) индекс длины  $s = s + 1$ , индекс слойности  $is = sl$ .

14. Повторять пп. 11–13 до тех пор, пока не будут достигнуты дискреты, содержащие точку  $B$ .

15. Если повторение пп. 11–14 для некоторого фронта (множества дискретов  $D_i$  слоя  $sl$ ) невозможно и точка  $B$  не достигнута, повторить пп. 8–14.

16. Если точка  $B$  достигнута, построить трассу, двигаясь в обратном направлении из точки  $B$  к точке  $A$  по смежным дискретам, индекс длины которых уменьшается на единицу. Если повторение п. 8 невозможно, занести номер трассы в список неразведенных соединений.

Разработанный алгоритм позволяет найти путь между двумя соединяемыми элементами в двухслойном коммутационном пространстве, если он существует, а также определить трассируемость платы на двух слоях еще до завершения процесса топологического проектирования.

Поступила в редколлегию 25.03.97

## ВЫБОР АППРОКСИМИРУЮЩЕЙ ФУНКЦИИ ДЛЯ ОПИСАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В последнее время возрастает интерес к нелинейно-параметрическим системам, поскольку развитие методов расчета таких систем позволяет решать широкий круг задач науки и техники. Изучение параметрических систем, работающих на высших гармониках, необходимо для развития теории колебаний в нелинейной радиотехнике, исследования и проектирования автоматических систем и в ряде других областей.

Однако сложность заключается в том, что физические процессы в параметрических системах описываются нелинейными дифференциальными уравнениями, для решения которых нет достаточно разработанных методов.

Для анализа процессов и расчетов параметрических систем нужно иметь характеристики нелинейных элементов, которые связывают мгновенные значения магнитных и электрических параметров. Эти характеристики могут быть представлены аналитическими аппроксимирующими выражениями в виде полиномов, кусочно-линейных или трансцендентных функций.

Кривая намагничивания, т.е. зависимость магнитной индукции  $B$  от напряженности магнитного поля  $H$ , которая получается путем соединения вершин симметричных частных петель гистерезиса, может быть аналитически выражена в виде гиперболического синуса:

$$H = \alpha \operatorname{sh} \beta B. \quad (1)$$

Здесь  $H, B$  — мгновенные значения напряженности магнитного поля и магнитной индукции в сердечнике;  $\alpha, \beta$  — коэффициенты аппроксимации.

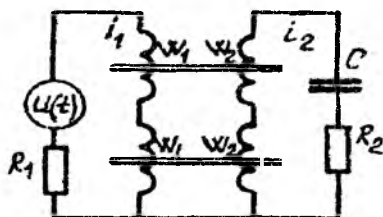
Выбор функции (1) в качестве аппроксимирующей объясняется тем, что она достаточно точно описывает кривую намагничивания [1] и удобна в обращении в силу свойств гиперболических функций.

В работах [1—2] показано, что применение аппроксимаций гиперболическими функциями, содержащих дополнительные члены, дает более точные результаты при расчете вольт-амперной характеристики. Таким образом, наряду с (1) рассмотрим аналитические выражения

$$H = \alpha_1 sh\beta_1 B + \alpha_2 sh\beta_2 B; \quad (2)$$

$$H = \alpha_1 sh\beta_1 B + \alpha_2 sh^2\beta_2 B. \quad (3)$$

Представляет интерес применение данных аппроксимаций для расчета динамических параметров. Рассмотрим индуктивный параметрический генератор как реальную нелинейно-параметрическую систему (рисунок).



На генератор действует напряжение накачки

$$U(t) = U_m \sin \omega t, \quad (4)$$

где  $U_m, \omega$  — амплитуда и частота напряжения возбуждения.

Используя правила Кирхгофа и закон полного тока, пренебрегая индуктивностью рассеивания, активными потерями обмотки намагничивания и потерями на гистерезис, для одного сердечника с обмоткой записываем:

$$U = \frac{d\psi}{dt} = \frac{swdB}{dt} = U_m \sin \omega t, \quad (5)$$

$$iw = IH, \quad (6)$$

где  $s, w, l, i$  — площадь сечения, число витков, длина средней линии магнитного поля катушки с сердечником и мгновенные значения силы тока в цепи.

Поскольку динамическая индуктивность определяется формулой

$$L_d = \frac{d\psi}{di} = \frac{swdB}{dt}, \quad (7)$$

учитывая (1) и (6), получаем

$$i = \frac{\alpha l}{w} sh\beta B,$$

тогда

$$di = \frac{\alpha\beta l}{w} ch\beta dB.$$

Таким образом [3],

$$L_d = \frac{sw^2 ll}{\alpha\beta} \cdot \frac{1}{ch\beta B}. \quad (8)$$

Из (5) следует, что

$$swdB = U_m \sin \omega t dt; \quad B = -\frac{U_m}{sw\omega} \cos \omega t.$$

Произведем подстановку в (8):

$$L_d = \frac{sw^2 ll}{\alpha\beta} \cdot \frac{1}{ch\left(-\beta \frac{U_m}{sw\omega} \cos \omega t\right)}.$$

Введем обозначения:

$$L' = \frac{sw^2}{l}; \quad A = \alpha\beta; \quad L_0 = \frac{L'}{A}; \quad B_H = -\frac{U_m}{sw\omega},$$

тогда

$$L_d = \frac{L_0}{ch(\beta B_H \cos \omega t)}, \quad (9)$$

где  $L_0$  — “геометрический” коэффициент индуктивности;  $B_H$  — амплитудное значение магнитной индукции.

Аналогично, для аппроксимации (2), используя (6), получаем:

$$i = \frac{IH}{w} = \frac{l}{w}(\alpha_1 sh\beta_1 B + \alpha_2 sh\beta_2 B);$$

$$di = \frac{l}{w}(\alpha_1 \beta_1 ch\beta_1 B + \alpha_2 \beta_2 ch\beta_2 B)dB.$$

В итоге

$$L_d = \frac{L'}{A_1 ch(\beta_1 B_H \cos \omega t) + A_2 ch(\beta_2 B_H \cos \omega t)}, \quad (10)$$

где  $A_i = \alpha_i \beta_i, i = 1, 2$

И для аппроксимации (3) аналогично:

$$i = \frac{l}{w}(\alpha_1 sh\beta_1 B + \alpha_2 sh^2\beta_2 B);$$

$$di = \frac{l}{w}(\alpha_1 \beta_1 ch\beta_1 B + 2\alpha_2 \beta_2 sh\beta_2 B ch\beta_2 B)dB =$$

$$= \frac{l}{w}(\alpha_1 \beta_1 ch\beta_1 B + \alpha_2 \beta_2 sh2\beta_2 B)dB,$$

тогда

$$L_d = \frac{L'}{A_1 ch(\beta_1 B_H \cos \omega t) + A_2 sh(2\beta_2 B_H \cos \omega t)}. \quad (11)$$

Выполним расчеты для аппроксимаций (1) — (3) по формулам (9) — (11) для параметрического генератора с ферромагнитными сердечниками 2000 НМ с внешним диаметром  $D = 7$  мм, внутренним  $d = 4$  мм, высотой  $h = 2$  мм. Частота накачки  $\omega = 2\pi \times 10^3$  1/с, число витков  $w = 30$ .

Коэффициенты аппроксимации определены экспериментально методом выбранных точек:

$$\alpha_1 = 104,3; \quad \alpha_2 = 0,396; \quad \beta_1 = -87,15; \quad \beta_2 = 0,105.$$

Произведем вычисления для значений  $\beta_1 B = \{0; 1; 10; 20\}$ . Зная  $\beta_1 B$ , можно определить  $\beta_2 B$ .

Исходя из свойств гиперболических и тригонометрических функций, будем рассматривать интервал  $\left[0; \frac{\pi}{2}\right]$ . Поскольку  $\cos(\omega t + 2\pi n) = \cos \omega t$  ( $n$  — целое), а  $ch(-x) = ch(x)$ , функция  $A_1 ch(\beta_1 B_H \cos \omega t)$  имеет период  $T = \pi$  и на периоде  $[0; \pi]$  ось симметрии  $\omega t = \frac{\pi}{2}$ . В свою очередь, функция  $A_2 sh(2\beta_2 B_H \cos \omega t)$  имеет период  $T = 2\pi$ , ось симметрии  $\omega t = \pi$  и симметрична относительно точки  $\omega t = \frac{\pi}{2}$  на периоде  $[0; 2\pi]$ .

Результаты расчетов  $L_d$  по формулам (9) — (11), приведенные в таблице, совпадают вплоть до седьмого знака после запятой. Достигнутая точность вычислений вполне достаточна для исследования большинства процессов.

$\omega t$	$L_d \cdot 10^5$ с индексом				
	0	1	5	10	20
0	- 10,80	- 6,99	- 0,14	0	0
$\pi/6$	- 10,80	- 7,72	- 0,38	0	0
$\pi/4$	- 10,80	- 8,56	- 0,62	- 0,01	0
$\pi/3$	- 10,80	- 9,57	- 1,76	- 0,14	0
$\pi/2$	- 10,80	- 10,80	- 10,80	- 10,80	- 10,80

Таким образом, нет необходимости вводить дополнительные члены для аппроксимации (1) при расчете динамической индуктивности.

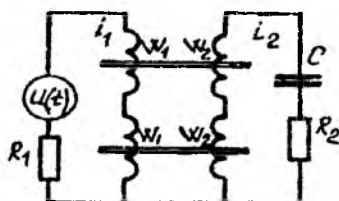
**Список литературы:** 1. Михайлов К.М. Аппроксимация кривых намагничивания индуктивных элементов, работающих в существенно нелинейном режиме. Х.: Харьк. техн. ун-т радиозлектроники, 1994. 5 с. 2. Соколов С.Е. Аппроксимация кривых намагничивания ферромагнитных устройств // Электричество. 1991. № 3. С. 22 — 26. 3. Чердников П.И. Расчет и проектирование параметрических систем на высших гармониках. Х.: Харьк. политехн. ин-т, 1980. 98 с.

Поступила в редколлегию 15.04.97

## ИССЛЕДОВАНИЕ НЕБАЛАНСА МАГНИТНЫХ И ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В устройствах автоматики, вычислительной и измерительной технике широкое распространение получили магнитные и параметрические системы, которые весьма существенно зависят от характеристик применяемых ферромагнитных сердечников, а также от конструкции, размеров и технологии изготовления этих сердечников. Одним из факторов, заметно влияющих на чувствительность, силу тока холостого хода таких систем является неидентичность параметров магнитных сердечников. Магнитные и параметрические усилители выполняются на двух сердечниках. Это необходимо для устранения небаланса, гистерезисного ухода нуля и развязки цепей входа и выхода.

Одна из особенностей магнитных и параметрических систем – наличие паразитного напряжения небаланса, которое на много порядков может превосходить полезный сигнал. Напряжение небаланса возникает из-за неидентичности полуэлементов магнитных и параметрических систем, которая вызывается несимметрией сечения сердечников, несимметрией индукций насыщения, различием коэрцитивных сил полуэлементов, неодинаковостью напряженностей насыщения, различием углов наклона петель гистерезиса, неидентичностью обмоток возбуждения.



Гармонический состав небаланса в параметрическом генераторе (рисунок) с потерями описывается системой уравнений

$$\begin{cases} s_1 w_1 \frac{dB_1'}{dt} + s_2 w_1 \frac{dB_2'}{dt} + i_1 R_1 = U_m \sin \omega t; \\ s_1 w_2 \frac{dB_1'}{dt} - s_2 w_2 \frac{dB_2'}{dt} + i_2 R_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt = 0. \end{cases} \quad (1)$$

Согласно закону полного тока

$$\begin{cases} i_1 w_1 + i_2 w_2' = l_1 H_1; \\ i_1 w_1 - i_2 w_2'' = l_2 H_2. \end{cases} \quad (2)$$

Нелинейная зависимость между напряженностью магнитного поля и его индукцией в сердечниках выражается через гиперболический синус:

$$H = \alpha \operatorname{sh} \beta B, \quad (3)$$

где  $H, B$  — мгновенные значения напряженности магнитного поля и магнитной индукции в сердечнике;  $\alpha, \beta$  — коэффициенты аппроксимации.

Для учета асимметрии первого и второго магнитных сердечников представим коэффициенты аппроксимации в следующем виде:

$$\alpha_1 = \alpha(1 - \varepsilon); \quad \alpha_2 = \alpha(1 + \varepsilon); \quad \beta_1 = \beta(1 - \delta); \quad \beta_2 = \beta(1 + \delta). \quad (4)$$

Площадь сечения и длину средних линий сердечников определяют соотношениями

$$s_1 = s(1 - \rho); \quad s_2 = s(1 + \rho); \quad l_1 = l(1 - \eta); \quad l_2 = l(1 + \eta). \quad (5)$$

Неидентичность обмоток во втором контуре учитывается с помощью выражений

$$w_2' = w_2(1 - \xi); \quad w_2'' = w_2(1 + \xi). \quad (6)$$

В формулах (4) — (6)  $\varepsilon, \delta, \rho, \eta, \xi$  — малые величины, учитывающие асимметрию параметров сердечников и резонансных обмоток.

Пренебрегая величинами второго порядка малости, получаем  $\text{sh } \delta\beta B' \approx \delta\beta B$ ;  $\text{ch } \delta\beta B' \approx 1$ . С учетом этого из системы (2) определяем силы токов  $i_1$  и  $i_2$ :

$$\begin{cases} i_1 = \frac{\alpha l}{w_1} \left[ D_1 - (\varepsilon + \eta - \xi) D_3 - \frac{\delta}{2} (x D_2 + y D_4) \right]; \\ i_2 = \frac{\alpha l}{w_2} \left[ D_3 - (\varepsilon + \eta) D_1 - \frac{\delta}{2} (y D_2 + x D_4) \right]; \end{cases} \quad (7)$$

где  $x = \beta(B_1' + B_2')$ ;  $y = \beta(B_1' - B_2')$ ;

$$D_1 = \text{sh } \frac{x}{2} \text{ch } \frac{y}{2}; \quad D_2 = \text{sh } \frac{x}{2} \text{sh } \frac{y}{2};$$

$$D_3 = \text{ch } \frac{x}{2} \text{sh } \frac{y}{2}; \quad D_4 = \text{ch } \frac{x}{2} \text{ch } \frac{y}{2}.$$

Тогда уравнения (1) преобразуются:

$$\begin{cases} \ddot{x} - \rho \dot{y} \gamma_1 \left[ D_1 - (\varepsilon + \eta - \xi) D_3 - \frac{\delta}{2} (x D_2 + y D_4) \right] = U_m' \sin \tau; \\ \ddot{y} - (\xi + \rho) \ddot{x} + \gamma_2 \frac{d}{d\tau} \left[ D_3 - (\varepsilon + \eta) D_1 - \frac{\delta}{2} (y D_2 + x D_4) \right] + \\ + \gamma_3 \left[ D_3 - (\varepsilon + \eta) D_1 - \frac{\delta}{2} (y D_2 + x D_4) \right] = 0, \end{cases} \quad (8)$$

где

$$\gamma_1 = \frac{\alpha \beta / R_1}{s w_1^2 \omega}; \quad \gamma_2 = \frac{\alpha \beta / R_2}{s w_2^2 \omega}; \quad (9)$$

$$\gamma_3 = \frac{\alpha \beta l}{s w_2^2 \omega^2 C}; \quad U_m' = \frac{\beta U_m}{s w_1 \omega};$$

$\tau = \omega t$  — безразмерное время.

Решение системы (8) ищется в виде

$$\begin{cases} x = 2C_0 + 2B_H \sin(\tau + \varphi); \\ y = 2B_0 + 2B_1 \sin n(\tau + \varphi_1). \end{cases} \quad (10)$$

При решении использовалось разложение гиперболических функций в тригонометрический ряд, причем учитывались функции Бесселя до 4-го порядка, а также выражения, содержащие комбинации фаз только вида  $k(\varphi_n - \varphi)$ .

Рассмотрим решение для основной гармоники ( $n=1$ ). После подстановки решения (10) в уравнения (8) и некоторых преобразований получаем, применяя метод гармонического баланса, из уравнения первого контура:

$$\begin{cases} G_0' = 0; \\ -2B_H \sin \varphi + 2\rho B_1 \sin \varphi_1 + \gamma_1 G_1 \cos \varphi + \gamma_1 G_2 \cos \varphi_1 = U_m'; \end{cases} \quad (11)$$

$$2B_H \cos \varphi - 2\rho B_1 \cos \varphi_1 + \gamma_1 G_1 \sin \varphi + \gamma_1 G_2 \sin \varphi_1 = 0, \quad (12)$$

где  $G_0'$ ,  $G_1$ ,  $G_2$  — коэффициенты, учитывающие постоянное смещение и амплитуды накачки и параметрических колебаний\*.

После преобразования уравнений (11) находим уравнение баланса амплитуд в первом контуре:

$$\begin{aligned} & B_H^2 + (\rho B_1)^2 + \left(\frac{1}{2}\gamma_1 G_1\right)^2 + \left(\frac{1}{2}\gamma_1 G_2\right)^2 + \\ & + \gamma_1(B_H G_2 + \rho B_1 G_1) \sin(\varphi_1 - \varphi) + \left(\frac{1}{2}\gamma^2 G_1 G_2 - \right. \\ & \left. - 2\rho B_H B_1\right) \cos(\varphi_1 - \varphi) = \left(\frac{1}{2}U_m'\right)^2. \end{aligned} \quad (13)$$

Из выражения (12) следует условие для фазы  $\varphi$ :

---

\* Чередников П.И. Расчет и проектирование параметрических систем на высших гармониках. Х., 1980. С. 23.

$$\operatorname{tg} \varphi = - \frac{B_H - \rho B_1 \cos(\varphi_1 - \varphi) + \frac{1}{2} \gamma_1 G_2 \sin(\varphi_1 - \varphi)}{\rho B_1 \sin(\varphi_1 - \varphi) + \frac{1}{2} \gamma_1 [G_1 + G_2 \cos(\varphi_1 - \varphi)]}. \quad (14)$$

Для резонансного контура после применения метода гармонического баланса имеем:

$$\begin{aligned} E_0' &= 0; \\ H_1' &= H_3' \cos(\varphi_1 - \varphi) + H_4' \sin(\varphi_1 - \varphi); \\ H_2' &= H_3' \sin(\varphi_1 - \varphi) - H_4' \cos(\varphi_1 - \varphi). \end{aligned} \quad (15)$$

После преобразований находим энергетическое соотношение в резонансном контуре и фазовую характеристику для основной гармоники:

$$\begin{aligned} (H_1')^2 + (H_2')^2 &= (H_3')^2 + (H_4')^2; \\ \operatorname{tg}(\varphi_1 - \varphi) &= \frac{(H_1' H_4' + H_2' H_3')}{H_1' H_3' - H_2' H_4'}. \end{aligned} \quad (16)$$

Для параметрических колебаний при  $n = 2$ :

— условие баланса амплитуд и фазы в первом контуре:

$$\begin{aligned} B_H^2 + \left(\frac{1}{2} \gamma_1 G_1^2\right)^2 &= \left(\frac{1}{2} U_m'\right)^2; \\ \operatorname{tg} \varphi &= - \frac{2B_H}{\gamma_1 G_1^2}. \end{aligned} \quad (17)$$

— энергетические уравнения и фазовые соотношения для второй гармоники резонансной системы:

$$\begin{aligned} (H_1^2)^2 + (H_2^2)^2 &= (H_3^2)^2 + (H_4^2)^2; \\ \operatorname{tg} 2(\varphi_2 - \varphi) &= \frac{(H_1^2 H_4^2 + H_2^2 H_3^2)}{H_1^2 H_3^2 - H_2^2 H_4^2}. \end{aligned} \quad (18)$$

Для  $n = 3$ :

— уравнение баланса амплитуд в первом контуре:

$$B_H^2 + \left(\frac{1}{2}\gamma_2 G_1^3\right)^2 = \left(\frac{1}{2}U_m'\right)^2; \quad (19)$$

— условие для фазы в первом контуре:

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{2B_H}{\gamma_1 G_1^3}; \quad (20)$$

— энергетические и фазовые соотношения для резонансного контура:

$$\begin{aligned} (H_1^3)^2 + (H_2^3)^2 &= (H_3^3)^2 + (H_4^3)^2; \\ \operatorname{tg} 3(\varphi_3 - \varphi) &= \frac{(H_3^3 H_4^3 + H_2^3 H_3^3)}{H_1^3 H_3^3 - H_2^3 H_4^3}. \end{aligned} \quad (21)$$

Для  $n = 4$ :

— в первом контуре уравнение баланса амплитуд:

$$B_n^2 + \left(\frac{1}{2}\gamma_1 G_1^4\right)^2 = \left(\frac{1}{2}U_m'\right)^2; \quad (22)$$

— условие для фазы:

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{2B_H}{\gamma_1 G_1^4}; \quad (23)$$

— энергетические и фазовые выражения в резонансном контуре:

$$\begin{aligned} (H_1^4)^2 + (H_2^4)^2 &= (H_3^4)^2 + (H_4^4)^2; \\ \operatorname{tg} 4(\varphi_4 - \varphi) &= \frac{(H_1^4 H_4^4 + H_2^4 H_3^4)}{H_1^4 H_3^4 - H_2^4 H_4^4}. \end{aligned} \quad (24)$$

Анализ полученных результатов показывает, что вынужденная сила для рассматриваемой параметрической системы обусловлена разбросом параметров. При определении уровня управляющего сигнала необходимо учитывать влияние начальных условий напряжения накачки, которое трансформируется в резонансный контур из-за неидентичности нелинейных элементов. У асимметричных систем управляющие сигналы должны компенсировать действие паразитных сигналов, что снижает чувствительность и быстродействие этих систем.

*Поступила в редколлегию 15.04.97*

О.И. ПОДГАЙКО, И.В. САЛАЙ, В.А. ТОВСТЫЙ,  
П.И. ЧЕРЕДНИКОВ, канд. техн. наук

## УСТРОЙСТВО ДЛЯ СНЯТИЯ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ЗОННОЙ СИСТЕМЫ

Анализ процессов, происходящих в нелинейно-параметрических системах, имеет важное значение ввиду того, что характеристики всех материалов отклоняются от линейных приближений. Это особенно заметно при сильных энергетических воздействиях.

Рассмотрим проблему изготовления эффективных средств анализа резонансных нелинейно-параметрических систем (РНПС), какowymi, например, являются колебательные контуры, подверженные модуляции энергоемкого параметра — индуктивности или емкости. Схематически такую систему можно изобразить в виде рис. 1, на котором через  $P_{\text{внеш}}$  обозначено внешнее модулирующее воздействие. В соответствии со схемой модуляция параметра осуществляется суперпозицией внешнего воздействия и внутренней энергии  $P_{\text{внут}}$ . Такую структуру модуляции параметра имеют практически все нелинейные параметрические колебательные системы. Через  $f(P)$  условно обозначена зависимость какого-либо параметра от модулирующей энергии  $P$ , через  $F$  — некоторый набор функций, остающихся линейными при действующих энергиях  $P$ .

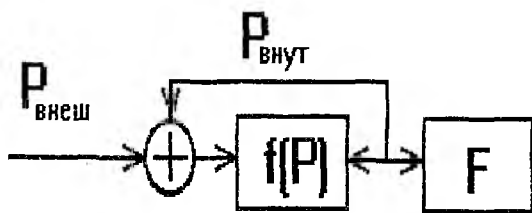


Рис. 1

Наиболее удобен для анализа электрических колебательных контур, изображенный на рис. 2. Учитывая аналогию физических процессов, происходящих во всех РНПС, можно использовать получаемые результаты и в других областях науки [1]. В радиотехнике схема, показанная на рис. 2, называется параметроном.

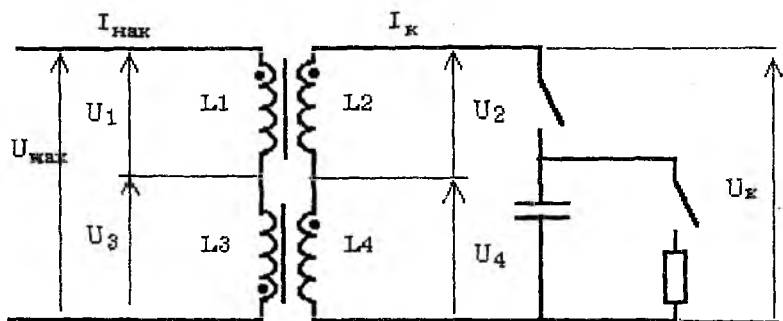


Рис. 2

Для индуктивного параметрона основными характеристиками являются кривая намагничивания, представляющая собой зависимость магнитной индукции  $\vec{B}$  от напряженности магнитного поля  $\vec{H}$ , и связь между потокоцеплением  $\psi$  и вызывающей его силой тока  $i$ , называемая индуктивностью. Чтобы определить эти характеристики, достаточно знать силу тока накачки  $I_{\text{нак}}$  и напряжение накачки  $U_{\text{нак}}$  [2], которые в этом случае выступают как внешнее воздействие  $P_{\text{внеш}}$ .

При параметрическом эффекте в резонансной системе возбуждаются или не возбуждаются колебания. Первый случай соответствует нахождению системы в так называемой зоне неустойчивости, для которой форма колебаний обуславливается рядом факторов. Созданию математической модели этого процесса препятствуют очевидные трудности при аппроксимации зависимости  $H = f(B)$ , особенно при работе параметрона в высших зонах неустойчивости. Наиболее близким приближением является аппроксимация гиперболическим синусом [2]. Однако, как показали практические исследования, даже эта аппроксимация, несмотря на высокую точность и удобство при физической интерпретации получаемых решений, дает весьма ощутимую погрешность, а результаты вычислений свидетельствуют о ее несовершенстве. Такое расхождение частично вызвано погрешностью аппроксимации и неучетом гистерезисного раздвоения графика зависимости  $L = f(i)$ , но в большей степени — неучетом внутренних факторов системы. Однако для экспертного заключения о допустимых пределах использования теории и выявления новых факторов, влияющих на поведение системы, необходимо проведение большого числа точных замеров электрических величин и сравнительно сложных расчетов.

Поэтому целесообразно использовать возможности, предоставляемые современной компьютерной техникой, причем надо возложить на нее не только вычисления, но и управление процессом исследования РНПС.

Исходя из сказанного выше определен необходимый набор средств для эффективного анализа данного класса нелинейно-параметрических систем.

Внешнее воздействие в классической теории носит гармонический характер, но на практике модуляция параметра зачастую принимает сложный вид. Следовательно, устройство для снятия характеристик и параметров параметрической зонной системы (далее просто устройство), показанное на рис. 3, должно содержать генератор 1 накачки,

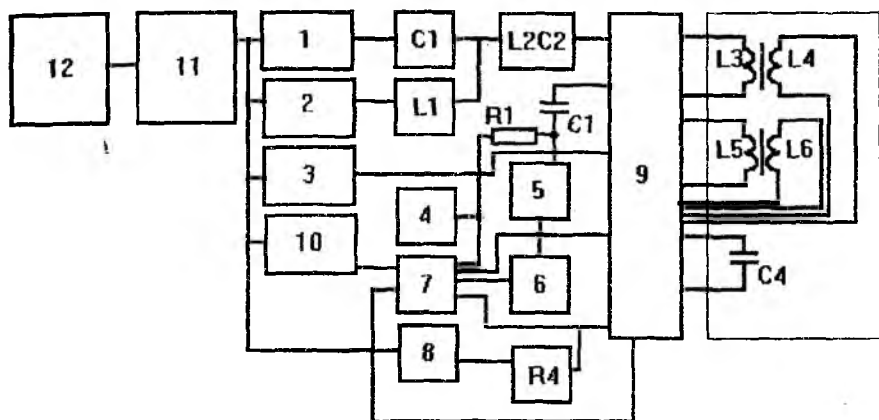


Рис. 3

причем  $I_{\text{нак}} = f(t)$ , где  $f$  — функция изменения силы тока во времени, программируемая произвольным образом. Постоянное смещение для  $I_{\text{нак}}$  задается программируемым источником 2 тока. Для исключения взаимного влияния генератора 1 и источника 2 применяются разделительный конденсатор  $C1$  и дроссель  $L1$ . Начальные условия задаются генератором 3, отвечающим таким же требованиям, как и к генератору 1, но при гораздо меньшей силе тока  $I_{\text{вх}}$  на выходе. Важную роль в поведении РНПС играют также активные потери, обусловленные наличием резистора  $R$  (см. рис. 2). Следовательно, его номинал должен задаваться программно. Для измерения индуктивности требуется

генератор 4 высокой частоты. Так как его частота выбирается намного выше максимальной частоты сигналов, возбуждаемых в параметроне, то его сигналы можно подавать вместе с током накачки, предварительно приняв меры по частотному разделению сигналов с помощью фильтра пробки  $L2C2$ , разделительного конденсатора  $C3$  и полосового фильтра 5.

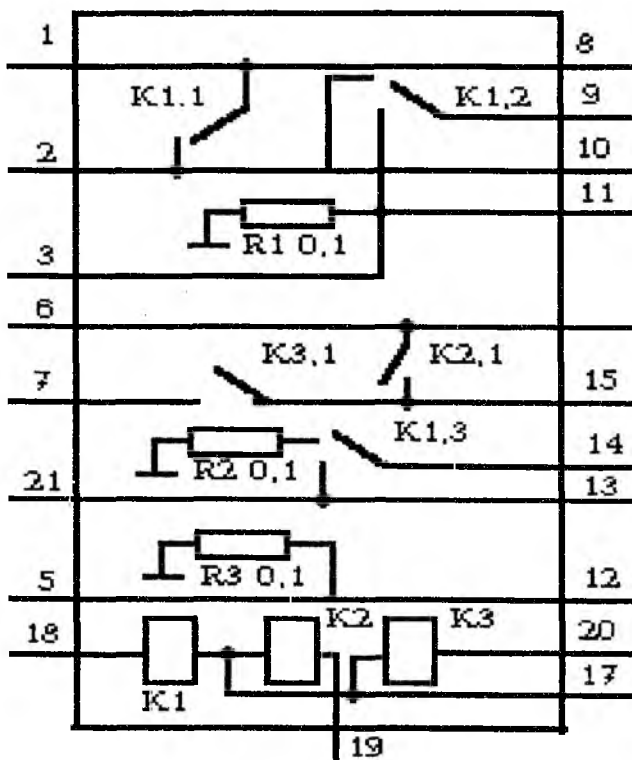


Рис. 4

Резистор  $R1$  образует вместе с измеряемой индуктивностью делитель напряжения и должен быть прецизионным. Сигнал высокой частоты с фильтра 5 поступает на детектор 6, после чего может быть измерен путем установления соответствующего режима работы мультиплексора 7. Управление активными потерями в контуре РНПС осуществляется путем программирования схемы управления 8, которая влияет на

резистор  $R_4$ . Сигнал с выхода пробки  $L_2 C_2$  поступает на схему коммутации 9. Внутренняя структура схемы изображена на рис. 4. Реле  $K_1$  определяет режим работы параметрона. В случае, когда оно обесточено, первичные катушки  $L_1$  и  $L_3$  включены параллельно, а вторичные образуют независимые источники напряжения, что важно для снятия вольт-амперной характеристики и петли гистерезиса, а также определения симметричности системы. Контурный конденсатор  $C_1$  и нагрузка  $R_4$  (см. рис. 3) при этом остаются отключенными. А при работе в режиме параметрона выводы катушек параметрона и конденсатора могут произвольным образом коммутироваться в зависимости от снимаемых характеристик.

Выбранный аналоговый сигнал с мультиплексора 7 поступает на аналогово-цифровой преобразователь 10, второй вход из генератора 1 обеспечивает его синхронизацию с процессом накачки. Оцифрованные данные запоминаются в местном ОЗУ АЦП. Управление всеми указанными блоками осуществляется микропроцессорным контроллером 11, который, в свою очередь, посредством последовательной линии передачи данных соединен с персональным компьютером 12.

Выполненный таким образом комплекс, включающий в себя персональный компьютер и устройство для снятия характеристик, дает возможность визуализировать процессы, происходящие в РНПС. Данный комплекс позволяет отобразить стохастические процессы, происходящие в РНПС. С его помощью за короткий срок можно получить большое количество характеристик параметров.

**Список литературы:** 1. А. с.1554002 СССР, МКИ 091323/06. Способ моделирования явлений в пространственно-временной структуре и устройство для его осуществления Л.И. Чередников // Открытия. Изобретения. 1990. № 12. С. 32. 2. Чередников Л.И. Расчет и проектирование параметрических систем на высших гармониках. Х.: Харьк. политехн. ин-т, 1980. 98 с.

*Поступила в редколлегию 22.04.97*

*И.Н. АЛИПОВ, Л.Н. РЕБЕЗЮК, канд. техн. наук*

## **ПОСТАНОВКА ЗАДАЧ СИНТЕЗА НОВЫХ МЕТОДОВ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ**

Информация всегда была, есть и будет одной из самых больших ценностей. Создание ЭВМ и их использование в любых областях науки и производства дают возможность хранить и передавать значительные объемы информации. Однако "возрастающие объемы хранимых и передаваемых данных; расширение круга пользователей, имеющих доступ к ресурсам ЭВМ, программам и данным; усложнение режимов эксплуатации вычислительных систем"[1] привели к тому, что информация становится все более уязвимой. Поэтому защита информации в ЭВМ и сетях ЭВМ приобретает все большее значение [2].

В работе [1] под защитой информации понимается защита от несанкционированного доступа (НСД) при передаче и хранении. Она включает совокупность мероприятий, методов и средств, обеспечивающих: исключение НСД к ресурсам ЭВМ, программам и дискам; проверку целостности информации; исключение несанкционированного использования программ. Далее термин "защита информации" использован именно в этой трактовке.

Первоначально для защиты данных при хранении и передаче применялось несколько групп методов. Так, для защиты информации в статистических базах данных использовались методы, основанные на выдаче на запрос некоторого числа, которое представляло собой сумму интересующего значения и значения случайной величины, распределенной по определенному закону [3; 4]. Использовались также пароли [5], генерация которых осуществлялась датчиком псевдослучайных чисел [6].

Для защиты информации при ее передаче применялись криптографические методы [7 - 9]. В работе [10] впервые отмечено, что хищение информации при ее передаче предотвращается только криптографическими методами. Их можно использовать при защите баз данных. В настоящее время эти методы применяются как при хранении информации, так и при ее передаче [8; 11]. Далее в основном рассматриваются именно криптографические методы.

К ним предъявляют следующие требования [10]:

- надежность (невозможность восстановления текста без ключа);
- небольшой объем ключа;
- простота шифрования и дешифрования;

— объем шифротекста не может быть значительно больше объема открытого текста;

— ошибки текста не должны размножаться.

Развитие техники передачи и преобразования информации значительно смягчило все эти требования, кроме первого. В то же время требования к надежности ужесточились в силу использования быстротекущих ЭВМ при попытках НСД [10]. Применение ЭВМ выдвинуло и новые требования [12]:

— шифрование и дешифрование каждой записи должно производиться независимо от других записей;

— все операции с файлом необходимо производить в зашифрованном виде.

Криптографические методы включают перестановки, подстановки и аддитивные методы [13].

При подстановках по некоторому правилу блок открытого текста заменяется блоком шифротекста. Так, шифр Цезаря заключался в том, что каждая буква в сообщении заменялась буквой алфавита, стоящей от нее на фиксированное число букв. Этот шифр довольно просто разгадывали: достаточно было узнать лишь величину циклического сдвига (ключ), которая постоянна для всех букв.

В 1926 г. инженер Б. Вернам (Германия) предложил нераскрываемый шифр [14]. Идея шифра состоит в том, что для каждой новой подстановки выбрано новое значение циклического сдвига. Другими словами, секретный ключ должен применяться только один раз. Если такой ключ выбирается случайным образом, то, как доказал Шеннон в 1949 г., шифр является нераскрываемым [15]. Но длина данного ключа соизмерима с длиной открытого текста и наряду с шифротекстом необходимо передать ключ. Обмен ключами размером с шифруемую информацию не всегда практически возможен. Поэтому чаще используют псевдослучайную последовательность, вырабатываемую датчиком псевдослучайных чисел (ПСЧ). В этом случае ключом является начальное значение датчика ПСЧ [16]. Однако наличие длинных псевдослучайных последовательностей затрудняет извлечение отдельных записей из файлов и внесение новых изменений, поскольку в этих случаях нельзя обойтись без дешифрования и шифрования всего файла. Поэтому в системах защиты применяют более короткие ключи [1; 17]. Поскольку генераторами ключей служат датчики ПСЧ, возникает необходимость при повторном обращении к датчику изменять его начальное состояние. В современных системах защиты [11; 16; 18] распространены так называемые корректные датчики ПСЧ. Датчик называется корректным, если наблюдение фрагментов его выхода не позволяет восстановить пропущенные части или всю последовательность при известном алгоритме, но неизвестном начальном значении.

При этом возможны [16] следующие варианты использования датчика ПСЧ. Цифровой ключ является начальным значением датчика ПСЧ, выходной поток бит суммируется по модулю два с исходной цифровой информацией; побитовое шифрование потока данных осуществляется с обратной связью по шифротексту или исходному тексту. Такое управление датчиком ПСЧ хотя и вносит некоторую неопределенность, но не настолько, чтобы шифр считался нераскрываемым.

При перестановках элементы открытого текста (буквы, биты, символы, фрагменты) переставляются в некотором новом порядке. В этом случае ключом является порядок замены элементов друг на друга. Надежность такого способа не выше, чем при употреблении простых паролей. В современных криптографических системах, как правило, используют и перестановки, и подстановки [1].

При аддитивных методах (гаммировании [1]) на открытый текст накладывается псевдослучайная последовательность по определенному правилу. Обычно применяют поэлементное сложение по модулю два. При расшифровании на шифротекст накладывается известная псевдослучайная последовательность, которая вырабатывается датчиком ПСЧ. При этом так же, как при перестановках, возникает проблема управления датчиком ПСЧ: необходимо каким-то образом передавать его начальное значение (ключ). Надежность этого метода шифрования не выше, чем надежность пароля (паролем в данном случае служит начальное состояние датчика ПСЧ).

Рассмотренные методы называют симметричными. Существуют и несимметричные методы с открытым ключом (Диффи-Хеллмана, Райвеста-Шамира-Алдермана, Эль-Гамала). Однако в правительственных и военных системах связи используют лишь симметричные методы. Федеральный стандарт США DES [8; 18] на шифрование данных и стандарт России включают описанные алгоритмы шифрования. Стандарт России на шифрование информации реализован программно и аппаратно [19; 20].

Направления совершенствования методов защиты информации следуют из формулы Шеннона [15]

$$N_1 = H(z)/r \log_2 N,$$

где  $N_1$  – количество знаков шифротекста, получив которые криптоаналитик при неограниченных ресурсах может восстановить ключ;  $H(z)$  – энтропия ключа  $z$ ;  $r$  – избыточность открытого текста;  $N$  – объем алфавита.

Первое направление (как это видно из формулы) связано с уменьшением избыточности открытого текста; второе — с увеличением энтропии ключа. Существующие системы защиты информации в

основном реализуют методы, дающие с уменьшение избыточности, увеличение размера ключа и количества циклов шифрования [1]. Методы защиты информации второго направления недостаточно хорошо развиты (увеличивают размер ключа и количество циклов шифрования). В рамках второго направления одним из перспективных является поднаправление, связанное с теорией конечных автоматов [21].

Как следует из работы [22], функционирование конечного (дискретного) автомата задается алгоритмом в виде направленного графа. Последний должен иметь одну вершину, отождествленную с начальным состоянием автомата, и  $N$  вершин, однозначно поставленных в соответствие конечным состояниям автомата; каждое конечное состояние автомата взаимно однозначно соответствует определенному символу входного алфавита. Такие автоматы в работе [23] названы деревообразными. Их функционирование осуществляется на основании алгоритмов одномерного поиска точки на отрезке единичной длины в условиях помех [24]. Поскольку в процессе поиска действуют помехи, переход деревообразного автомата из начального состояния в одно конечное выполняется различными маршрутами. Каждому маршруту соответствует определенная совокупность значений выходного сигнала индикаторного элемента (компаратора) [24]. В том случае, когда в процессе поиска используется один компаратор, совокупность его значений представляет собой двоичную кодовую комбинацию. Эти двоичные комбинации имеют разную длину, зависящую от того, на каком шаге действовала помеха [25]. Следовательно, одному и тому же символу отвечает множество двоичных комбинаций различной длины. Выбор комбинаций осуществляется псевдослучайным образом. Все это способствует повышению энтропии ключа.

Особая важность (оригинальность) в описанных алгоритмах заключается в том, что помеха, накладываемая на процесс поиска, физически не существует (программно данный недостаток восполним). Уже известны некоторые такие помехи, называемые  $A_1, A_2$ -последовательностями [25]. Поэтому задача синтеза новых помехоустойчивых алгоритмов одномерного поиска точки экстремума унимодальной функции разделяется на ряд подзадач синтеза алгоритмов, помехоустойчивых к определенному классу виртуальных помех. Решением задачи синтеза помехоустойчивых алгоритмов поиска являются оптимальные алгоритмы поиска, отличающиеся высокой логической сложностью. Последняя вносит значительную неопределенность, что повышает энтропию ключа. Для защиты менее ценной информации можно использовать более простые алгоритмы, называемые логически несложными. Поэтому возникает новая задача — синтез логически несложных помехоустойчивых алгоритмов одномерного поиска точки экстремума унимодальной функции.

В работе [25] показано, что любой помехоустойчивый алгоритм поиска точки на отрезке единичной длины порождает свои избыточные системы представления десятичных чисел. Названные системы могут быть использованы также для защиты информации (они определяются параметрами виртуальных помех). Поэтому возникают новые задачи: синтеза методов защиты информации на основе дискретных автоматов, задаваемых алгоритмами поиска, и методов на основе труднопредставимых избыточных систем, порождаемых помехоустойчивыми алгоритмами поиска.

**Список литературы:** 1. Новосельский А. Алгоритмы шифрования // Компьютеры + прогр. 1996. № 5. С. 70 — 77. 2. Казаров М.С. Защита информации в банках данных // Зарубеж. радиоэлектроника. 1979. № 12. С. 46 — 67. 3. Beck L.L. A security mechanism for statistical databases // ACM trans. database systems. 1980. V. 5, N 3. P. 316 — 338. 4. Stonebraker M. Retrospection on a database system // ACM trans. database systems. 1970. N 2. P. 225 — 240. 5. Anderson J.P. Information security in multi-user computer environment // Advances in computer. 1972. V. 12. P. 53 — 67. 6. Saltrier T.H. Protection and control of information sharing in multics // Commun. ACM. 1974. V. 17, N 7. P. 388 — 402. 7. Герасимов В.С., Владиславский В.А. Криптографические методы защиты информации в автоматизированных системах // Зарубеж. радиоэлектроника. 1975. № 6. С. 53 — 58. 8. Защита информации в персональных ЭВМ / А.В. Спесивцев, В.А. Вегнер, А.Ю. Крутяков и др. М.: Радио и связь, 1992. 280 с. 9. Kent S.T. Encryption based protection protocols for interactive user — computer communication. Cambridge: Massachusetts Inst. of technology, 1976. 121p. (Lab. computer sci. technologies rep.; N 102). 10. Файстель Х., Нотц У.А., Смит Дж.А. Криптографические методы в межмашинном обмене информацией // ТИИЭР. 1975. Т. 63, № 11. С. 10 — 21. 11. ГОСТ 28147 — 89. Система обработки информации. Защита криптографическая. Алгоритмы криптографического преобразования. Введ. 01.01.90. 12. Budes E., Koch H.S., Stahl F.A. The application of cryptography for database security // AFIPS conf. proc. 1976. V. 45. P. 97 — 107. 13. Burris H.R. Computer network cryptography engineering // AFIPS conf. proc. 1976. V. 45. P. 91 — 96. 14. Vernam B.S. Cipher printing telegraph systems for secret wire and radio-telegraphic communication // Amer. just. electr. eng. 1926. V. 42, N 2. P. 109 — 115. 15. Шеннон К. Теория связи в секретных системах // Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике: Пер. с англ. М.: Инostr. лит., 1963. С. 333 — 402. 16. Мафтин С. Механизмы защиты в сетях ЭВМ: Пер. с англ. М.: Мир, 1993. 310 с. 17. Курмит А.А. Криптографические методы защиты информации в системах ЭВМ // Зарубеж. радиоэлектроника. 1979. № 7. С. 17 — 41. 18. Водолазский В.В. Коммерческие системы шифрования: основные алгоритмы и их реализация Ч. 1 // Монитор. 1992. № 6 — 7. С. 14 — 19. 19. Игнатенко Ю.И. Как сделать так, чтобы?.. // Мир ПК. 1994. № 8. С. 52 — 54. 20. Шмелева А. Грим — что это? // Hard'n'soft. 1994. № 5. С. 22 — 26. 21. Ecker A. Abstrakte kryptographische Maschinen // Angew. Informatik. 1975. Bd. 17, Nr 5. S. 201 — 205. 22. Глушков В.М. Синтез цифровых автоматов. М.: Физматгиз, 1962. 476 с. 23. Стахов А.П., Алипов Н.В. Метод структурного синтеза деревообразных автоматов // Приборы и системы автоматизи. Х., 1969. Вып. 12. С. 86 — 91. 24. Алипов Н.В. Алгоритмы измерения напряжений в условиях действия флуктуационных помех // Преобразование и передача информации: Сб. науч. тр. К., 1973. С. 3 — 16. 25. Арифметика, принципы организации диагностики и формализованное проектирование вычислительных структур и устройств / В.П. Тарасенко, Н.В. Черкасский, Ю.С. Каневский и др. К.: Выща шк., 1989. 343 с.

Поступила в редколлегию 25.03.97

## ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕПЛООВОГО РЕЖИМА ЭВС НА РАННИХ ЭТАПАХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Среди задач проектирования аппаратуры электронно-вычислительных средств (ЭВС) особый практический интерес представляют задачи оптимизации размещения тепловых источников (микросхем, радиоэлементов, субблоков, блоков), так как обеспечение высокой надежности в условиях минимизации массы, объема, стоимости невозможно без учета теплового режима каждого источника. Поэтому разработка инженерных и машинных методов и алгоритмов решения задач оптимизации размещения источников теплоты в объеме нагретой зоны является основной задачей при проектировании современных технических систем.

Данный тип задач относится к обратным задачам теплопроводности, к задачам оптимизации многосвязных систем с распределенными параметрами. Они достаточно сложны и мало изучены. Анализ отечественной и зарубежной литературы подтверждает наличие неиспользованных математических и алгоритмических подходов к решению задач оптимального размещения тепловых источников, а также отсутствие приемлемого математического аппарата для решения таких задач с помощью ЭВМ.

Рассмотрим получение решения задачи размещения тепловых источников для следующих случаев: конструкция электронного аппарата минимальна по габаритным размерам, определить теплофизические параметры проектируемой аппаратуры; габаритные размеры конструкции заданы, определить способ охлаждения и теплофизические параметры будущей конструкции прибора; задан способ охлаждения аппарата, определить габаритные размеры изделия.

Считаем нагретую зону проектируемого аппарата анизотропной с постоянными теплофизическими коэффициентами. Температурне-зависимые тепловые источники имеют форму параллелепипеда. При произвольном размещении источников теплоты в нагретой зоне и различном теплообмене на противоположных гранях изделия решение уравнения теплопроводности записывается в виде [1]

$$\Theta(x, y, z, \tau) = \sum_{i=1}^N \frac{64W_i T(\tau)}{\sum_{i=x,y,z} \left(\frac{\mu_i}{2l_i}\right)^2 \lambda_i} \times \prod_{i=x,y,z} \frac{\sin \mu_i \frac{b_{ij}}{2l_i} \cos \mu_i \left(\frac{r_{ij}}{2l_i} - \frac{1}{m_i}\right) f_{\text{вн}}}{\mu_i + \sin \mu_i \cos \mu_i \left(1 - \frac{2}{m_i}\right)}. \quad (1)$$

Здесь  $i$  — индекс ортогональных координат  $x, y, z$ ;  $\Theta$  — температура перегрева, ;  $N$  — количество источников или стоков теплоты, шт.;  $W$  — удельная мощность источников ( $W > 0$ ) или стоков ( $W < 0$ ) теплоты, Вт/м<sup>3</sup>;  $T(\tau)$  — функция разогрева источников теплоты,

$$T(\tau) = 1 - \exp\left\{-\frac{\tau}{c\gamma} \left[ \sum_{i=x,y,z} \left(\frac{\mu_i}{2l_i}\right)^2 \lambda_i \right]\right\};$$

$2b, 2l, r$  — размеры источника, нагретой зоны и координаты тепловыделяющего элемента, м;  $\mu$  — собственные числа характеристического уравнения

$$\text{ctg}(\mu_i/m_i) = \mu_i/Bi_{1i}, \quad (2)$$

где  $Bi_{1,2}$  — критерии Био,

$$Bi_{1i;2i} = 2k_{1i;2i}l_i/\lambda_i, \quad (3)$$

причем  $k_{1,2}$  — коэффициенты теплопередачи от первой и второй грани нагретой зоны соответственно, Вт/(м<sup>2</sup>°С); через  $n$  обозначен коэффициент асимметрии теплообмена на противоположных гранях,

$$n_i = Bi_{2i}/Bi_{1i}; \quad Bi_{1i} \geq Bi_{2i};$$

$m_i = f(n_i)$  — функция влияния асимметрии на собственные числа характеристического уравнения; она определяется, например, графически из уравнения

$$n_i = ctg \frac{\mu_i}{m_i} \operatorname{tg} \mu_i \left( 1 - \frac{1}{m_i} \right);$$

$f_{вл}$  — функция влияния собственного перегрева источников на перегрев в  $n$ -й произвольной точке;  $\lambda$  — эффективная теплопроводность нагретой зоны, Вт/(м·°С);  $c$  — удельная теплоемкость нагретой зоны, Дж/(кг·°С);  $\gamma$  — плотность нагретой зоны, кг/м<sup>3</sup>;  $\tau$  — время работы аппаратуры с момента включения, с.

Анализ выражения (1) показал, что местом наихудшего (с точки зрения теплового режима) размещения тепловых источников являются координаты

$$r_i = 2l_i/m_i, \quad (4)$$

а наилучшего — грани нагретой зоны.

Рассмотрим стационарный режим работы аппаратуры ( $\tau \rightarrow \infty$ ) в случае симметричного теплообмена на противоположных гранях зоны:

$$T(\tau) = 1, k_{1i} = k_{2i}, n_i = 1, m_i = 2. \quad (5)$$

Считаем также, что  $f_{вл i} = 1$ .

Это своего рода допущение, которое, во-первых, значительно упрощает вычисления, а во-вторых, создает некоторый запас по перегреву. Таким образом, расчет ведется на несколько более высокую температуру, что повышает надежность вычислений.

Запишем (1) следующим образом:

$$\Theta(x, y, z) = \Theta_x \Theta_y \Theta_z, \quad (6)$$

где с учетом (5)

$$\Theta = \frac{4W_x \sin \mu_x \frac{b_x}{2l_x} \cos \mu_x \left( \frac{r_x}{2l_x} - \frac{1}{2} \right)}{\left( \frac{\mu_x}{2l_x} \right)^2 \lambda_x \mu_x + \sin \mu_x}; \quad (7)$$

$$\Theta_y = \frac{4W_y \sin \mu_y \frac{b_y}{2l_y} \cos \mu_y \left( \frac{r_y}{2l_y} - \frac{1}{2} \right)}{\left( \frac{\mu_y}{2l_y} \right)^2 \lambda_y \mu_y + \sin \mu_y}; \quad (8)$$

$$\frac{\left( \frac{\mu_x}{2l_x} \right)^2 \lambda_x}{\left( \frac{\mu_x}{2l_x} \right)^2 \lambda_x} + 1$$

$$\Theta_z = \frac{4W_z \sin \mu_z \frac{b_z}{2l_z} \cos \mu_z \left( \frac{r_z}{2l_z} - \frac{1}{2} \right)}{\left( \frac{\mu_z}{2l_z} \right)^2 \lambda_z \mu_z + \sin \mu_z}; \quad (9)$$

$$\frac{\left( \frac{\mu_x}{2l_x} \right)^2 \lambda_x + \left( \frac{\mu_y}{2l_y} \right)^2 \lambda_y}{\left( \frac{\mu_x}{2l_x} \right)^2 \lambda_x + \left( \frac{\mu_y}{2l_y} \right)^2 \lambda_y} + 1,$$

$$W = W_x W_y W_z.$$

Из условий обеспечения надежности ясно, что перегрев элементов конструируемой электронной аппаратуры не должен превышать некоторого значения  $\Theta$  [2]. Считаем этот перегрев максимально допустимым для элементов данного изделия. Определим исходя из названного условия размеры и теплофизические параметры аппаратуры, координаты размещения источников теплоты.

Разбиваем удельные мощности источников на координатные составляющие

$$W_i = \sqrt[3]{P/2b_i}.$$

Осуществляем предварительную компоновку изделия из элементов отдельно по координатам. При этом возможны несколько вариантов, обусловленных наличием различного рода ограничений, изложенных в техническом задании: а) аппаратура должна быть минимальной по габаритным размерам; б) габаритные размеры конструкции изделия заданы; в) задан способ охлаждения прибора.

При ограничениях "а" и "в" предварительная компоновка выполняется по принципу максимальной плотности монтажа, т. е. элементы или блоки размещают вплотную друг к другу с минимально возможным зазором. При ограничении "б" элементы размещаются в заданном объеме. При компоновке источников теплоты геометрический центр наименее теплонагруженного элемента (или наиболее надежного) следует располагать в точке с координатами (4). Остальные — в порядке возрастания тепловой нагрузки (или уменьшения надежности) от первого элемента в стороны граней нагретой зоны данной координаты таким образом, чтобы наиболее теплонагруженные источники оказались вблизи граней последней (грани источника и нагретой зоны совпали). При компоновке следует учитывать электромагнитную совместимость, принцип минимизации длины электрических связей и др., т. е. решать комплексную задачу.

После размещения определяются габаритные размеры нагретой зоны, координаты расположения источников теплоты.

Задаемся значением эффективной теплопроводности  $\lambda_1$ . Значение  $\lambda_1$  устанавливается экспериментально для данного типа аппаратов либо из рекомендаций, имеющих в специальной литературе для аналогичного класса изделий — для ограничений "а" и "б". При ограничениях "в" диапазон значений  $\lambda_1$  известен и приведен в соответствующей литературе, например [2].

Далее находится коэффициент теплопередачи [3]. Рассчитываются критерии Био (3) и собственные числа характеристического уравнения (2). Вычисляются координатные составляющие заданного перепада из (6):

$$\Theta_i = \sqrt[3]{\Theta}. \quad (10)$$

Выбирается один из параллельных рядов по координате  $X$ , по которому в дальнейшем будет вестись расчет, например: ряд с наибольшей суммарной мощностью источников (тепловое взаимодействие между рядами учитывается при расчетах по другим координатам).

Распределяется перегрев  $\Theta_x$  между источниками ряда пропорционально их удельной мощности рассеивания, размерам и координатам размещения. Для  $j$ -го источника

$$\Theta_{xj} = \frac{\Theta_x W_{xj} \sin \mu_x \frac{b_{xj}}{2l_x} \cos \mu_x \left( \frac{r_{xj}}{2l_x} - \frac{1}{2} \right)}{\sum_{m=1}^q W_{xm} \sin \mu_x \frac{b_{xm}}{2l_x} \cos \mu_x \left( \frac{r_{xm}}{2l_x} - \frac{1}{2} \right)},$$

где  $q$  — количество источников в выбранном ряду.

Вычисляем с помощью (7) значение эффективной теплопроводности  $\lambda_1$ , которое при данных габаритных размерах нагретой зоны, размерах источника и его координатах размещения обеспечит перегрев  $\Theta_{xj}$ :

$$\lambda_{x2} = \frac{4W_{xj} \sin \mu_x \frac{b_{xj}}{2l_x} \cos \mu_x \left( \frac{r_{xj}}{2l_x} - \frac{1}{2} \right)}{\left( \frac{\mu_x}{2l_x} \right)^2 \Theta_{xj} (\mu_x + \sin \mu_x)} \quad (11)$$

Считаем  $\lambda_2$  истинным значением теплопроводности. Задаемся допустимой погрешностью расчетов  $\varepsilon$ . Если выполняется неравенство  $|\lambda_1 - \lambda_2| \leq \varepsilon$ , цикл расчетов прекращаем. В противном случае по  $\lambda_2$  отыскиваем критерий Био и корни характеристического уравнения (2). По (11) находим  $\lambda_3$ . Далее расчеты производятся до тех пор, пока не выполнится условие

$$|\lambda_{n-1} - \lambda_n| \leq \varepsilon. \quad (12)$$

Допустим, что (12) выполняется. Тогда можно считать, что при данных габаритных размерах нагретой зоны перегрев элементов будет меньше заданного только в том случае, если значение эффективной теплопроводности равно  $\lambda_n$ . Фактически дальнейшее конструирование сводится к обеспечению полученного значения теплопроводности

структивными методами: конкретизируются материал несущей конструкции, использование теплостоков, количество последних и т.п. Конструктор не устраивает способ необходимого охлаждения (по значению  $\lambda_n$ ), габаритные размеры конструкции можно увеличить за счет расширения зазора между источниками теплоты. Таким образом, при ограничении "в" получаем габаритные размеры, при которых указанный способ охлаждения обеспечит заданный перегрев. Параметры принудительной системы охлаждения определяются исходя из уровня избыточной мощности по данной координате —  $W_{x_{изб}}$ . Он может быть определен следующим образом. Из (11) находится мощность источника, обеспечивающая при естественных условиях охлаждения его заданный перегрев. Разница между этой мощностью и реальной и есть  $W_{x_{изб}}$ .

По координате X рассчитываются все параметры, т.е.  $2x, 2\lambda_x, \lambda_x$  — величины известные. Затем надо перейти к координате Y и повторить весь цикл расчетов, начиная с использования (10) и (8). Аналогичен расчет и по координате Z на основании (9). Итак, в спроектированном изделии габаритные размеры, координаты размещения источников и теплофизические параметры таковы, что перегрев любого элемента прибора не превысит заданного значения  $\Theta$ .

Заметим, что в реальной конструкции не всегда можно четко выстроить ряды по выбранным направлениям координат и не все источники имеют форму параллелепипеда. При решении задачи форму источников теплоты и размеры последних можно искусственно менять таким образом, чтобы интенсивность тепловыделения у элементов в модели не изменялась [4]. Это позволяет значительно формализовать задачу даже в том случае, если в конструкции отсутствует дальний порядок.

Список литературы: 1. Майко И.М., Азаренков В.И. Исследование температурного поля радиоэлектронных устройств в стоечном исполнении // Локальные автоматизированные системы автоматики: Сб. науч. тр. К., 1989. С. 148 — 151. 2. Роткоп Л.П., Спокойный Ю.Е. Обеспечение тепловых режимов при конструировании РЭА. М.: Сов. радио, 1976. 232 с. 3. Дульнев Г.Н., Семьяшкин Э.М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. Энергия, 1968. 359 с. 4. Пехович А.И., Жидких В.М. Расчеты теплового режима твердотельных устройств. Л.: Энергия, 1976. 352 с.

Поступила в редколлегию 31.03.97

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕОБХОДИМОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫХ РЕЖИМОВ ИСПАРИТЕЛЬНО-КОНДЕНСАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

Нанесение металлизированных покрытий методом термовакuumного испарения с последующей конденсацией широко применяется при производстве изделий электронной техники. При этом разработчики технологических процессов должны предусмотреть поддержание заданной температуры поверхности испарения, что особенно важно для получения покрытий сложного состава, когда необходимо согласовать работу нескольких испарителей.

Решение этой задачи возложено на систему автоматического регулирования температурных режимов испарительно-конденсационных устройств (ИКУ). Измерительное устройство системы должно иметь такую разрешающую способность измерения температуры, чтобы гарантированно обнаружить отклонения от температурного режима, способные существенно повлиять на качество конденсата. Иными словами, точность измерений должна обеспечить приемлемую воспроизводимость свойств конденсатов.

Большинство свойств конденсатов определяется толщиной слоя и скоростью конденсации, которые, в свою очередь, являются функциями температуры испаряющей поверхности.

Поэтому задаться требованиями к температурному режиму ИКУ, а следовательно, определить требуемую разрешающую способность можно, основываясь на информации о необходимой равномерности слоев образцов обрабатываемых подложек. Например, если разрабатывается система, предназначенная для получения конденсатов с требуемым поверхностным сопротивлением  $\Delta\rho$ , то можно воспользоваться известными [1] зависимостями  $\Delta\rho$  от толщины. По допустимым предельным отклонениям параметра  $\Delta\rho$  отыскивается допустимый интервал отклонений толщины конденсата, а отсюда находится интервал предельных отклонений температур ИКУ. Ниже приведены основные положения, на которых базируется методика определения этого интервала.

На основании результатов, изложенных в [2], можно утверждать, что существует область технологических режимов испарения, в которой температура испарения  $T_n$  отличается от контролируемой темпе-

ратуры стенок тигля  $T_n$  на постоянную величину  $\Delta T$ ; поэтому будем считать, что  $T_n$  задана и  $T_n \approx T_n$ .

Определим связь относительного предельно допустимого отклонения равнотолщинности с относительным предельно допустимым отклонением скорости движения подложки и температуры поверхности испарения  $\delta h$  ( $\delta T_n$ ,  $\delta v_n(\tau)$ ). Здесь

$$\delta T_n = \frac{\Delta T_n}{T_n}; \quad \delta v_n(\tau) = \frac{\Delta v_n(\tau)}{v_n(\tau)},$$

где  $\Delta T_n$ ,  $\Delta v_n(\tau)$  – интервалы абсолютных предельно допустимых отклонений температуры испаряющей поверхности и скорости перемещения подложки.

С этой целью найдем связь толщины слоя  $h$  с названными параметрами  $\delta T_n$ ,  $\delta v_n(\tau)$ .

Толщина слоя  $h$  на малой площадке подложки  $dS_n$  длиной  $dl_n$  и шириной, равной ширине подложки  $b_n$ , составляет

$$h = \frac{dV}{dS_n} = \frac{m \, dn}{\rho \, dS_n} K_n = \frac{m \, dn}{\rho b_n \, dl_n} K_n, \quad (1)$$

Здесь  $dV$  – объем конденсата на малой площадке  $dS_n$ ;  $m$  – масса частицы вещества;  $dn$  – количество частиц, сконденсировавшихся на площадке  $dS_n$  за время прохождения ее через область конденсации ИКУ;  $\rho$  – плотность вещества конденсата;  $K_n$  – коэффициент плотности конденсата.

Для решения (1) необходимо определить  $dn$ . Воспользуемся зависимостью интенсивности потока пара, эмиттируемого тиглями постоянного сечения, от температуры поверхности испарения [2]

$$N_{03} = \frac{a^2 \sqrt{\exp\left(C - \frac{H_v}{RT_n}\right)}}{4\sqrt{2}\pi r_i \sqrt{\pi m L_0}}, \quad (2)$$

где  $a$  – характеристический размер тигля;  $C$  – константа, характеризующая испаряемый материал;  $H_v$  – молярная теплота испарения;  $R$  – универсальная газовая постоянная;  $r_i$  – радиус частиц испаряемого вещества;  $L_0$  – длина части тигля над поверхностью испарения.

Если в процессе конденсации поддерживать загрузку тигля на одном уровне, то  $L_0$  можно считать постоянной величиной. Обозначив

$$D_1 = \frac{a^2}{4\sqrt{2}\pi r_i \sqrt{\pi m L_0}},$$

перепишем (2) в виде

$$N_{03} = D_1 \sqrt{\exp\left(C - \frac{H_v}{RT_{II}}\right)}. \quad (3)$$

Определим количество частиц  $dn$ , попадающих на малый участок подложки, следующим образом:

$$\begin{aligned} dn &= dS_{II} \int_0^{\tau_{cp}} \frac{N_{03}}{b_{o.k} l_{o.k}} d\tau = \frac{b_{II} dl_{II}}{b_{o.k} l_{o.k}} N_{03} \int_0^{\tau_{cp}} d\tau = \frac{b_{II} dl_{II}}{b_{o.k} l_{o.k}} N_{03} \frac{l_{o.k}}{v_{cp}} \approx \quad (4) \\ &\approx \frac{b_{II}}{b_{o.k} v(\tau)} N_{03}(T_{II}) dl, \end{aligned}$$

где  $\tau_{cp}$  – среднее время прохождения элементарной площадкой области конденсации;  $b_{o.k}$ ,  $l_{o.k}$  – ширина и длина области конденсации ИКУ;  $v(\tau)$  – скорость движения подложки.

Скорость движения подложки в ИКУ должна регулироваться и поддерживаться на уровне, близком к  $v_{cp}$  (может отличаться на малую величину  $\Delta v$ ), поэтому в (4) принято  $v_{cp} \approx v(\tau)$ .

Подставив (4) в (1), получим:

$$h = \frac{m K_{II}}{\rho b_{o.k}} \frac{N_{03}(T_{II})}{v(\tau)}. \quad (5)$$

Найдем дифференциал толщины:

$$dh = \frac{m K_{II}}{\rho b_{o.k}} \left[ \frac{dN_{03}(T_{II})}{v(\tau)} + N_{03}(T_{II}) d\left(\frac{1}{v(\tau)}\right) \right]. \quad (6)$$

Для определения  $dN_{03}(T_{II})$  продифференцируем выражение (3):

$$\frac{dN_{\text{о.з}}(T_{\text{н}})}{dT_{\text{н}}} = \frac{D_1 H_{\text{в}}}{2RT_{\text{н}}^2} \sqrt{\exp\left(C - \frac{H_{\text{в}}}{RT_{\text{н}}}\right)},$$

тогда

$$dN_{\text{о.з}}(T_{\text{н}}) = \frac{D_1 H_{\text{в}}}{2RT_{\text{н}}^2} \sqrt{\exp\left(C - \frac{H_{\text{в}}}{RT_{\text{н}}}\right)} dT_{\text{н}}. \quad (7)$$

Во втором слагаемом уравнения (6) дифференциал представим в виде

$$d\left(\frac{1}{\nu(\tau)}\right) = -\frac{1}{\nu^2(\tau)} \frac{\partial \nu(\tau)}{\partial \tau}. \quad (8)$$

Подставив (7) и (8) в (6), запишем

$$dh = \frac{mK_{\text{п}}}{\rho b_{\text{о.к}}} \left[ \frac{D_1 H_{\text{в}}}{2\nu(\tau)RT_{\text{н}}^2} \sqrt{\exp\left(C - \frac{H_{\text{в}}}{RT_{\text{н}}}\right)} dT_{\text{н}} + \frac{dN_{\text{о.з}}(T_{\text{н}})}{\nu^2(\tau)} \frac{\partial \nu(\tau)}{\partial \tau} d\tau \right]. \quad (9)$$

Заменив в (9) дифференциалы на конечные разности, получим:

$$\Delta h = \frac{mK_{\text{п}}}{2\rho b_{\text{о.к}}} \frac{D_1 H_{\text{в}}}{\nu(\tau)RT_{\text{н}}^2} \sqrt{\exp\left(C - \frac{H_{\text{в}}}{RT_{\text{н}}}\right)} \Delta T_{\text{н}}. \quad (10)$$

Отсюда

$$\Delta T_{\text{н}} = \frac{2\rho b_{\text{о.к}}}{mK_{\text{п}}} \frac{\nu(\tau)RT_{\text{н}}^2}{D_1 H_{\text{в}}} \sqrt{\exp\left(-C + \frac{H_{\text{в}}}{RT_{\text{н}}}\right)} \Delta h. \quad (11)$$

Интервал допустимых отклонений толщины  $\Delta h$  находим, например, из зависимости сопротивления от толщины покрытия материала. Подставив  $\Delta h$  в (11), отыщем интервал допустимых отклонений температуры при заданной температуре поверхности испарения.

Так, если испаряемым материалом является алюминий и допустимая погрешность сопротивления принята равной 5%, то  $\Delta h = 6$  нм [1], если в качестве базовой выбрана толщина пленки 80 нм. Для решения (11) необходимо задаться скоростью перемещения подложки. Из-

вестно [2], что оптимальная скорость движения подложки не может быть меньше 0,05 м/с, поскольку в противном случае подложка перегревается и возможны ее механические повреждения.

Результаты, приведенные в [2], показывают, что существует область уровней загрузки тигля, в которой интенсивность потоков пара мало зависит от уровня загрузки. Взяв для примера  $a = 0,02$  м и  $L_0 = 0,02$  м, получим, что предельно допустимый интервал изменения температуры поверхности испарения  $\Delta T_{\text{н}} = 45$  °С. При этом допустимое относительное отклонение температур  $\Delta T_{\text{н}} / T_{\text{н}} \approx 0,034$ .

Разрешающую способность системы измерения необходимо выбрать таким образом, чтобы различимый интервал соседних измерений был на порядок ниже. Следовательно, измерительная система должна различать температуру до 4,5 °С, а допустимая погрешность измерения не должна превышать 0,34 %.

**Список литературы:** 1. *Слуцкая В.В.* Тонкие пленки в технике сверхвысоких частот. М.: Сов. радио, 1967. 456 с. 2. *Денисов С.В., Замирец Н.В., Кулик Ю.Г.* Расчет интенсивности паровых потоков, эмиттируемых тиглями, с целью обеспечения заданного соотношения компонентов в конденсатах сложного состава. Х., 1994. 9 с. Деп. в ГНТБ Украины 04.01.94, № 322 УК 94.

*Поступила в редколлегию 07.04.97*

## **НОРМИРОВАНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ ОБЪЕКТА К ВОЗДЕЙСТВИЮ ПОСТОРОННИХ ЧАСТИЦ**

Надежность устройств при случайных воздействиях нормируется путем задания уровня детерминированных воздействий, не вызывающих разрушения устройства (уровень прочности) или нарушения функционирования во время воздействия (уровень устойчивости).

Для устройства определены такие понятия, как вибропрочность и виброустойчивость, термопрочность и термоустойчивость, радиационная прочность и радиационная устойчивость.

Значительная часть отказов объектов радиоэлектроники и вычислительной техники (накопителей информации, считывающих устройств, миниатюрных электрокоммутационных элементов) вызвана посторонними частицами внутри оболочки изделия. Появление посторонней частицы в изделии — событие случайное. Так же случайно место появления подвижной посторонней частицы внутри оболочки. Появление частицы, как правило, обусловлено ее отсоединением от детали изделия под влиянием различных причин. Перемещение частицы, появившейся в данном месте, можно в течение некоторого времени считать детерминированным, определяемым конструкцией изделия и внешними воздействиями.

До настоящего времени по отношению к посторонним частицам решаются лишь задачи улучшения очистки деталей, контроля среды производственных помещений, обнаружения посторонних частиц в готовых изделиях. Особенности конструирования изделий, подверженных отказам, связанным с посторонними частицами, рассмотрены недостаточно.

Очевидно, что не каждое появление внутри изделия посторонней частицы приведет к нарушению функционирования. Перемещаясь внутри изделия, частица может попасть в область, где вызовет отказ, но может и не попасть в нее. Для каждой конструкции и для каждой точки возможного появления посторонней частицы при заданных воздействиях — причинах перемещения частицы внутри изделия — можно аналитически и экспериментально определить вероятность ее попадания в области, где она вызовет отказ. Эта вероятность зависит от конструкции. Можно представить себе объект, в котором посторонние частицы, появившиеся почти на любой из внутренних поверхностей, собираются в "ловушках" (на "поглощающих" поверхностях). Возможно и такое изделие, в котором посторонние частицы собира-

ются в области, где их накопление с высокой вероятностью приводит к нарушению функционирования. Следовательно, устойчивость к воздействию посторонних частиц является объективным свойством, качеством конструкции.

Обеспечение устойчивости к воздействию посторонних частиц и оценка качества новой разработки по этому показателю позволят повысить надежность продукции.

Устойчивостью изделия к воздействию посторонних частиц можно управлять, учитывая конкретные механизмы перемещения посторонних частиц и их влияния на функционирование. Это возможно путем:

— создания электрических, магнитных полей, полей вибрации деталей и акустических волн, препятствующих попаданию частиц в “чувствительные” точки и обеспечивающих перемещение случайно появившихся частиц в ловушки;

— уменьшения объема областей, “чувствительных” к появлению посторонних частиц;

— снижения вероятности отказа при попадании посторонних частиц в опасную область (например, дублированием воспринимающих элементов, увеличением критического порога нажатия или допустимого зазора между деталями).

Посторонние частицы в изделии могут перемещаться под воздействием электрических и магнитных полей. Более крупные частицы могут быть оторваны от поверхности деталей и перемещены внутри изделия под действием инерционных сил. Недопустима конструкция, “направляющая” посторонние частицы к считывающей головке или микроконтакту. Нельзя создавать условия для концентрации посторонних частиц в “чувствительных” точках из-за перераспределения их между узлами и пучностями стоячих волн вибрации на деталях типа пластин.

Количественно измерить устойчивость изделия к воздействию посторонних частиц можно величиной, обратной среднему количеству отказов на одну появившуюся внутри изделия постороннюю частицу при случайном распределении мест их появления на внутренних поверхностях и случайном распределении частиц по размерам и физическим свойствам веществ.

Эту величину можно назвать коэффициентом устойчивости и определить в предположении, что каждая частица способна вызвать более чем один отказ:

$$K_y = \frac{\text{Количество посторонних Частиц}}{\text{Количество отказов}} = \frac{1}{P_1 \int_S K_3 P_2 ds} \quad (1)$$

Здесь  $P_1$  — вероятность отказа при попадании посторонней частицы в опасную область;  $K_3$  — коэффициент эмиссии частиц, равный вероятности появления частицы на элементарном участке  $ds$  внутренней поверхности, пересчитанной на единицу площади поверхности того же типа;  $P_2$  — вероятность попадания частицы, появившейся на участке поверхности  $ds$ , в опасную область.

Чем больше коэффициент устойчивости, тем лучше конструкция.

По способности эмиттировать частицы внутренние поверхности можно подразделить на ряд типов, определяемых материалом поверхности, обработкой, воздействиями при эксплуатации. В предельном случае, при бесконечном увеличении учитываемого числа типов, можно говорить о зависимости эмиттирующих свойств от координат.

При конечном числе учитываемых типов поверхности

$$K_{3i} = \frac{P_{3i}}{S_i}; \quad P_{3i} = \frac{n_i}{N}; \quad N = \sum_i n_i, \quad (2)$$

где  $K_{3i}$  — коэффициент  $K_3$  для поверхности типа  $i$ ;  $P_{3i}$  — вероятность появления частицы на поверхности типа  $i$ ;  $S_i$  — площадь поверхности типа  $i$  в изделии;  $n_i$  — количество частиц, эмиттируемых поверхностью типа  $i$  за определенное время;  $N$  — суммарное число частиц, появившихся внутри изделия за то же время.

Склонность конструкции концентрировать частицы в опасной области можно оценить, сравнивая расчетное значение  $K_y$  со значением  $K_{y,0}$ , полученным в предположении, что посторонние частицы оседают на внутренних поверхностях равномерно и каждая частица, попавшая в опасную область, вызывает отказ. Коэффициент

$$K_{y,0} = \frac{\text{Суммарная площадь внутренней поверхности}}{\text{Площадь опасной области}}$$

Проанализируем устойчивость к воздействию посторонних частиц конструкции язычкового магнитоуправляемого герметизированного контакта (рис. 1). К нарушению функционирования геркона приводит попадание посторонней частицы в зазор между язычками.

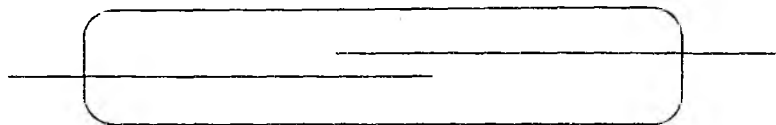


Рис. 1

Такие частицы могут появиться на внутренней поверхности колбы или на поверхности язычков.

Их дальнейшее движение происходит под действием кулоновской силы (для заряженных частиц), под действием объемной силы в магнитном поле, в электрическом поле, в поле вибрации язычков-электродов, в поле вибрации колбы.

Во всем объеме колбы геркона электрическое поле нарастает от периферии к контакту, а значит, объемная сила смещает посторонние частицы к контакту, где бы внутри колбы они ни находились.

Магнитное поле внутри геркона имеет в момент включения наибольшую напряженность в зазоре между язычками и довольно быстро убывает с удалением от него. В выключенном состоянии магнитного поля обычно нет. Поэтому в момент включения в зазор могут быть втянуты ферромагнитные частицы, оказавшиеся вблизи.

Крупные частицы, находящиеся на язычках-электродах, при соударении язычков и последующей их вибрации перемещаются в узлы у места заделки и к контакту. Направление меняется примерно на середине язычков.

При закреплении колбы в центральной части узел при вибрации колбы (изгибной) расположен посередине. Значит, частицы, находящиеся на колбе, стягиваются по направлению к контакту. Этот эффект значителен только для сравнительно крупных частиц.

Таким образом, при появлении посторонних частиц внутри колбы геркона вероятность их попадания в зазор весьма высока, что подтверждается экспериментально.

Примером решения, повышающего устойчивость изделия к воздействию посторонних частиц, является замена неподвижного контакта — контактной пружины 1 (рис. 2, *a* — старый вариант, рис. 2, *b* — новый).

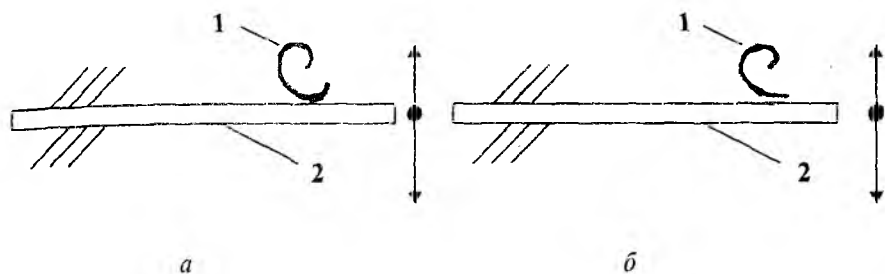


Рис. 2

Предложенное изменение конструкции при сохранении прочих элементов (в частности, подвижного контакта 2) значительно снизило количество отказов из-за посторонних частиц.

Таким образом, устойчивость к воздействию посторонних частиц — объективное свойство конструкции изделий радиоэлектроники и вычислительной техники. Следовательно, необходимо учитывать возможность влияния посторонних частиц на работоспособность изделия, использовать аналитические и экспериментальные методы количественной оценки влияния, применять методы синтеза конструкций с заданной устойчивостью к воздействию посторонних частиц.

*Поступила в редколлегию 26.03.97*

## **ПРЕДЕЛЬНОЕ ЗАГРЯЗНЕНИЕ ПОВЕРХНОСТИ ПОСТОРОННИМИ ЧАСТИЦАМИ**

Воздействие посторонних микрочастиц, присутствующих в герметичных и особенно открытых конструкциях, существенно сказывается на надежности изделий радиоэлектроники и вычислительной техники [1].

Для синтеза конструкций, устойчивых к воздействию посторонних частиц, необходимы аналитические методы оценки возможных уровней загрязнения рабочих поверхностей изделий. Рассмотрим модель такой оценки.

Соприкосновение частиц с поверхностью, которое происходит в результате броуновского движения, является эффективным. Прилипаемость усиливается с уменьшением диаметра и усилением броуновского движения, что особенно характерно для жидких частиц. Это утверждение распространяется также на частицы переходного размера, вплоть до диаметра 10 мкм [2]. Следовательно, если учесть, что частицы практически не удаляются с поверхности, то загрязнение должно идти непрерывно, а надежность и электрические характеристики микροэлектронных изделий, связанные с загрязнениями, должны постепенно снижаться.

Это положение не согласуется с некоторыми закономерностями, наблюдаемыми в технических устройствах. Исследования объектов, работающих при воздействии посторонних частиц, доказывают, что надежность в основном зависит от максимума объемной концентрации частиц и мало изменяется со временем [3; 4]. Измерения осаждения частиц на вертикальных стенках закрытой камеры, выполненные Джилепси и Ленгстротом, показали, что оно происходит только сразу после впуска частиц и вскоре прекращается. Вертикальная поверхность, установленная в воздушном потоке, покрывается вполне определенным, конечным числом частиц, т.е. не все соприкосновения эффективны. При интенсивном перемещении аэрозолей с твердыми частицами наступает момент, когда скорости коагуляции и дезагрегации сравниваются.

Приведенные факты позволяют считать, что при бесконечном времени воздействия число частиц на вертикальной поверхности изделия будет вполне определенным, зависящим от их объемной концентрации.

Термодинамическая теория Б.В. Дерягина указывает на силы отталкивания, возникающие при соприкосновении тел, имеющих газовую прослойку [2]. Они наблюдаются при соприкосновении капель жидкости, между твердыми частицами и поверхностью, имеющей газовую оболочку. Сила отталкивания зависит от газа, формы и энергии частиц. Следует учитывать, что сила адгезии зависит от времени соприкосновения. Последнее явление называют старением и в ряде случаев объясняют постепенным разрушением газового слоя, хотя эта гипотеза и встречает возражения.

До сих пор отсутствуют экспериментальные и теоретические исследования, содержащие обоснованный метод расчета числа частиц на вертикальной или случайным образом ориентированной поверхности герметизированных или открытых технических объектов (накопителей информации, считывающих устройств, миниатюрных электрокоммутиционных элементов и т.п.).

С учетом сказанного предлагается следующая модель для оценки предельного загрязнения поверхности изделия посторонними микро-частицами.

1. Частицы поступают к поверхности в результате конвективной диффузии, обеспечивающей постоянную объемную концентрацию. Через пристенный слой к поверхности они поступают в результате молекулярной диффузии.

2. Поверхность осаждения и поверхность частиц покрыта газовой оболочкой, создающей силы отталкивания.

3. Адгезия возникает при разрушении оболочки и непосредственном соприкосновении поверхности и частицы.

4. Газовый слой поверхности осаждения и поверхности частиц неоднороден. Он может разрушаться и восстанавливаться. "Разрушаемость" характеризуется импульсом силы, т.е. слой может быть разрушен при одноразовом воздействии силой необходимой длительности либо в результате многократных ударов в одну область. Если скорость восстановления равна скорости разрушения, то слой в данной точке не разрушается.

5. Повышение объемной концентрации увеличивает число соприкасающихся с поверхностью частиц и заполнение участков, на которых при данной концентрации разрушение может преобладать над восстановлением.

6. Рассматривается монодисперсная аэрозоль, частицы которой на поверхности располагаются в один слой.

Вся поверхность будет покрыта посторонними частицами при достаточно высокой их концентрации. Этот порог концентрации может быть оценен аналитически или экспериментально. В качестве ориентировочного предельного значения можно принять 0,1 % объема

внутреннего пространства объекта [5]. Обозначим эту величину через  $n_{o,q\infty}$ . Доля площади поверхности  $\Delta$ , покрытая частицами при  $t \rightarrow \infty$  и заданной объемной концентрации  $n_{o,q}$

$$\Delta = \frac{n_{s,l,m}}{n_{sl\infty}},$$

где  $n_{s,l,m}$  — число частиц на единице площади поверхности при концентрации  $n_{o,q}$ ;  $n_{sl\infty}$  — число частиц на единице площади поверхности при концентрации  $n_{o,q}$ .

На поверхности, свободной от частиц при  $t \rightarrow \infty$ , скорость восстановления  $V_{\sigma}$  равна скорости разрушения  $V_p$ , т.е.  $V_p = V_{\sigma}$ .

Скорость разрушения пропорциональна объемной концентрации частиц и доле площади свободной поверхности:

$$V_p = k_p n_{o,q} (1 - \Delta).$$

Скорость восстановления пропорциональна доле площади поверхности, покрытой частицами:

$$V_{\sigma} = k_{\sigma} \Delta.$$

Отсюда получим число частиц на поверхности в зависимости от их объемной концентрации:

$$n_{slm} = n_{sl\infty} \frac{n_{o,q}}{\frac{k_{\sigma}}{k_p} + n_{o,q}}. \quad (1)$$

Величину  $n_{sl}$  можно найти, используя положения, приведенные в [6]:

$$n_{sl\infty} = \frac{4}{\pi a_q^2 d_{en} \left( 1 + \frac{d_{en}}{a_q} \right)}, \quad (2)$$

где  $a_{\psi}$ ,  $d_{en}$  — параметры закона распределения диаметра частиц, осевших на поверхность;  $d_{en}$  — диаметр минимальной фиксируемой частицы.

Отношение коэффициентов  $k_{sp} = k_{\psi} / k_p$  можно определить экспериментальным путем либо теоретически из анализа характеристик поверхностного слоя.

При измерении объемной концентрации  $n_{o,\psi}$  часто фиксируется минимальная частица  $d_{e,\psi} > d_{en}$ . Полное число частиц  $n_{o,\psi}$  в рассматриваемом диапазоне диаметров

$$n_{o,\psi} = n_{o,\psi} \int_{d_{en}}^{\infty} f_c(d_c) d(d_c) = n_{o,\psi} \exp\left(-\frac{d_{e,\psi} - d_{en}}{a_{\psi}}\right) \quad (3)$$

Так как для реальных условий работы большинства технических объектов  $k_{sp} \gg n_{o,\psi}$  то число частиц на единице площади поверхности при заданной объемной концентрации с учетом (1) — (3) составляет

$$n_{slm} = \frac{4n_{o,\psi} \exp\left(\frac{d_{e,\psi} - d_{en}}{a_{\psi}}\right)}{\pi a_{\psi}^2 d_{en} \left(1 + \frac{d_{en}}{a_{\psi}}\right) k_{sp}} \quad (4)$$

Изменение во времени числа частиц на поверхности найдем, используя первый закон диффузии Фика в виде

$$\frac{dn_{slm}}{dt} = D \frac{dc}{dx}, \quad (5)$$

где  $\frac{dc}{dx}$  — градиент концентрации;  $D$  — коэффициент диффузии.

Предполагаем, что в поверхностном слое толщиной  $\delta$  концентрация изменяется линейно от максимального значения  $n_{o,\psi}$  в воздухе до минимального  $n_{slm}$  на поверхности объекта. Тогда

$$\frac{dc}{dx} = \frac{n_{o,\psi} - n_{slm}}{\delta} \quad (6)$$

Величина  $n_{sn}$  пропорциональна количеству осевших частиц:

$$n_{sn} = k_g n_{sl} t$$

Коэффициент  $k_g$  выведем из условия, что при  $t \rightarrow \infty$

$$n_{sl} \rightarrow n_{slm}; \quad n_{sm} \rightarrow n_{o,\psi};$$

следовательно,

$$k_g = \frac{n_{o,\psi}}{n_{slm}}$$

Интегрируя (5) при начальных условиях  $t = 0$ ,  $n = 0$  и используя (4), получаем для монодисперсной аэрозоли

$$n_{sl} = n_{slm} \left[ 1 - \exp \left( - \frac{n_{o,\psi} D}{n_{slm} \delta} t \right) \right]$$

При малом времени воздействия формула (7) соответствует выражению, полученному ранее [6], т.е. она пригодна для расчета начальной стадии процесса загрязнения.

Если скорость изменения концентрации частиц мала по сравнению со скоростью загрязнения, то максимальное число частиц на поверхности  $n_{slm}$  будет определяться предельной концентрацией частиц в среде. При сравнимых скоростях изменения концентрации и загрязнения показатель  $n_{slm}$  и его динамика должны рассчитываться исходя из обоих процессов.

**Список литературы:** 1. Хомицкий О.В., Азаренков В.И. Нормирование устойчивости объекта к воздействию посторонних частиц. — См. статью в настоящем сб. 2. Дерягин Б.В., Чураев Н.В., Муллер В.М. Поверхностные силы. М.: Наука, 1985. 400 с. 3. Franz J. Kontaktensicherheit bei staubeinfluss // 13 Int. wiss. Koll. Techn. Hochschule Ilmenau. 1968. 3 h. S. 91 — 98. 4. Hara J., Mano K. On the surface contamination problem of electrical contact // Proc. of the third intern. research simposium in electric Contact phenomena. Maine, 1967. P. 76 — 78. 5. ГОСТ 20.57.406—81. Изделия электронной техники, квантовой электроники и электротехнические. Методы испытаний. Введ. 01.01.81. 6. Хомицкий О. В. Загрязнение посторонними частицами электрических контактов / Всесоюз. науч.-техн. конф. "Теория и практика конструирования и обеспечения надежности и качества радиоэлектронной аппаратуры". М.; Махачкала, 1980. С. 56 — 66.

Поступила в редколлегию 03.04.97

*Т.Л. АЛТУХОВА, канд. техн. наук, В.Г. КОТУХ, канд. техн. наук*

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССА ПОЛУЧЕНИЯ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПОКРЫТИЯ НА КОРПУСНЫХ ДЕТАЛЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ

В соответствии с предложенной технологической концепцией лазерной герметизации радиоэлектронных модулей (РЭМ) в корпусах из алюминиевых сплавов [1] для получения герметичных сварных соединений из разнородных материалов необходимо предварительно получить методом лазерной наплавки многофункциональные покрытия (МФП) из Ni или Si на свариваемых кромках алюминиевых корпусных деталей.

Образцы, имитирующие свариваемые кромки узлов герметизации РЭМ, были изготовлены из сплавов АМгб, АМц и АД1. Для наплавления МФП использованы порошки Ni и Si зернистостью 5 ... 15 мкм. Суспензия на основе порошков и ацетона наносилась кисточкой на очищенные кромки и высушивалась.

Наплавка выполнялась на лазерной технологической установке импульсного действия "Квант-15" в несколько проходов с коэффициентом перекрытия каждого светового пятна и дорожек  $k = 0,5 \dots 0,6$ . Энергия в импульсе составляла 4 ... 6 Дж, длительность импульса 4 мс, диаметр светового пятна  $d = 0,6 \dots 0,8$  мм, фокусное расстояние  $F = 100$  мм, частота следования импульсов  $f = 10$  Гц. Скорость наплавки  $V$ , мм<sup>2</sup>/мин, определялась по формуле

$$V = 60d^2f(1 - k). \quad (1)$$

Она колебалась в диапазоне 144 ... 240 мм<sup>2</sup>/мин.

Эксперименты проводили по многофакторному плану.

Определяющим фактором процесса лазерной импульсной наплавки является плотность лазерного излучения в зоне его воздействия на обрабатываемый материал [2]. Для принятых в экспериментах режимов наплавки Si и Ni плотность лазерного излучения в фокальной плоскости  $\mathcal{E}_\phi = 800 \dots 2070$  Дж/см<sup>2</sup>, а плотность мощности  $P = 0,2 \dots 0,5$  Вт/см<sup>2</sup>.

Многофункциональное покрытие на основе Si, полученное лазерной наплавкой, визуально представляет собой чешуйчатого вида поверхность темно-серого цвета, образованную последовательно расплавленными зонами кремния и параллельными перекрывающимися

друг друга дорожками с коэффициентом перекрытия  $k = 0,5$ . На поверхности при семикратном увеличении не обнаружены поры, микротрещины, непровары и другие поверхностные дефекты.

Внешний вид наплавленных слоев исследован под микроскопом. Замеры толщины МФП выполнены микрометром МК (ГОСТ 6507 — 78) с погрешностью  $\pm 4$  мкм.

При проведении экспериментов по наплавке Si на подложку из Al-сплава (наплавка первого слоя) и получении последующих слоев (Si на Si) обнаружено, что диаметр наплавленной точки Si существенно превышает диаметр светового пятна. Для первого слоя (Si на Al) при диаметре светового пятна 0,6 мм диаметр наплавленной точки составлял 0,8 ... 0,9 мм, а для последующих слоев (Si на Si) — 0,9 ... 1,0 мм. Указанные значения получены для удельной энергии излучения 0 1200 Дж/см (6 Дж,  $d = 0,8$  мм) до 1380 Дж/см (4 Дж,  $d = 0,6$  мм). Это объясняется, по-видимому, тем, что в первом случае, когда основа более теплопроводна, растекание Si тормозится быстрой теплоотдачей в Al-подложку. Во втором случае подложка (Si) и наплавляемый материал (Si) имеют одинаковые теплоемкости, а влияние основного материала (Al) ослабевает, поскольку наплавленный Si препятствует отдаче теплоты из наплавленной точки. В связи с этим при расчетах необходимо использовать экспериментально полученные эмпирические зависимости для определения размеров наплавленных точек: для первого слоя

$$d_{\text{Si-1}} = (1,3 \dots 1,4) d; \quad (2)$$

для последующих слоев

$$d_{\text{Si-n}} = (1,5 \dots 1,6) d. \quad (3)$$

Так как в формулу (1) входит  $d^2$ , то фактическое увеличение диаметра наплавленной точки существенно повышает скорость образования МФП. На рис.1 отражены расчетная (кривая 1) и фактические зависимости скорости  $V$  наплавки Si от диаметра  $d$  светового пятна.

В рекомендуемом диапазоне диаметров световых точек (0,6 ... 0,8 мм) фактическая скорость наплавки первого слоя (кривая 2, Si на Al) составляет 205 ... 364 мм<sup>2</sup>/мин, т.е. превышает расчетную в 2,0 ... 2,5 раза. Это позволяет сократить в 2,0 ... 2,5 раза длительность наплавки. Например, при  $d = 0,7$  расчетная скорость наплавки второго слоя (Si на Si) равна 104 мм<sup>2</sup>/мин, а фактическая (кривая 3) 288 мм<sup>2</sup>/мин.

Многofункциональное покрытие на основе Ni, полученное лазерной наплавкой, визуально представляет собой чешуйчатого вида

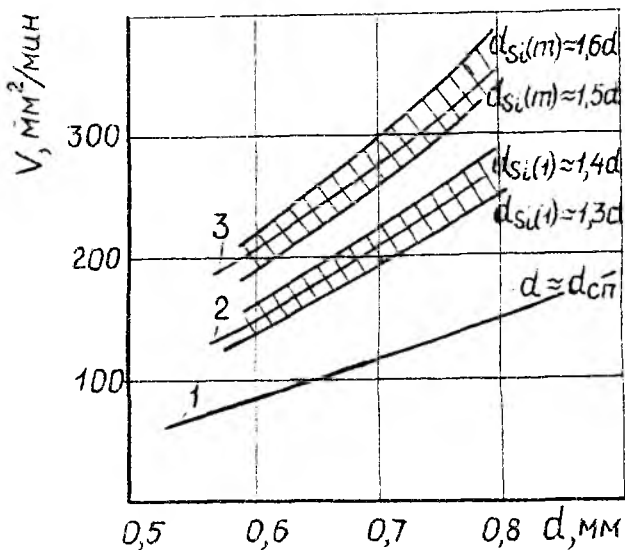


Рис. 1

поверхность стального цвѣта, образованную последовательно расплавленными зонами Ni и параллельными, перекрывающимися друг друга дорожками с коэффициентом перекрытия  $k = 0,5$ . На поверхности при семикратном увеличении не обнаружены поры, микротрещины, непровары и другие поверхностные дефекты.

Как свидетельствуют результаты экспериментов, за один проход можно наплавить слой Ni в среднем толщиной 45 ... 50 мкм при соблюдении указанных выше режимов наплавки.

Измерения экспериментальных образцов с МФП показали: толщина покрытия составляет 37,8 ... 52,8 мкм, что достигалось последовательной наплавкой трех-четырех слоев Ni. Замеры толщины проводились описанным выше способом.

В практических расчетах для принятых технологических режимов наплавки следует принимать толщину первого слоя (Ni на Al) в пределах 35 ... 39 мкм, а второго и последующих слоев (Ni на Ni) — 51 ... 55 мкм.

При проведении экспериментов по наплавке Ni на подложку из Al-сплава (наплавка первого слоя) и получении последующих слоев (Ni на Ni) обнаружено, что диаметр наплавленной точки Ni превышает диаметр светового пятна. Для первого слоя (Ni на Al) при диаметре светового пятна 0,6 мм диаметр наплавленной точки составлял 0,7... 0,8 мм, а для последующих слоев (Ni на Ni) — 0,8 ... 0,9 мм. Указан-

ные значения получены для удельной энергии излучения 1200 ... 1380 Дж/см<sup>2</sup>. Это объясняется тем, что в первом случае, когда Al-основа более теплопроводна, растекание Ni тормозится быстрой теплоотдачей в Al-подложку. Во втором случае подложка (слой Ni) и наплавляемый материал (Ni) имеют одинаковые теплоемкости, а влияние основного материала (Al) ослабевает, поскольку расплавленный ранее слой Ni препятствует отдаче теплоты из расплавленной точки.

Чтобы оценить возможность повышения растекаемости наплавляемого Ni на кромке из Al-сплавов (AMg6, AMц) путем увеличения плотности мощности в зоне наплавки, одним из авторов были проведены в Институте электросварки им. Е.О. Патона, дополнительные эксперименты по наплавке Ni. Процесс выполняли на СО<sub>2</sub>-лазере ОБ1617 при мощности энергии излучения 0,5 ... 0,7 кВт и скорости 18 м/ч. В экспериментах не удалось добиться наплавки на Al-основу Ni в виде сплошного слоя. Под воздействием непрерывного лазерного излучения Ni, нанесенный на поверхность кромки в виде порошка или пасты, расплавлялся и, не смачивая поверхности Al-сплава, собирался в отдельные шарики диаметром примерно 1 мм, которые легко удалялись с поверхности. По мнению автора и специалистов ИЭС им. Е.О. Патона, описанное явление можно объяснить плохой смачиваемостью поверхности кромки из Al-сплава расплавленным Ni из-за большого различия теплопроводностей этих материалов: Ni — 58 Вт/(м·°С), Al — 204 Вт/(м·°С).

В связи с изложенным при расчетах необходимо использовать экспериментально выявленные зависимости для определения размеров наплавленных точек: для первого слоя

$$d_{Ni-1} = (1,2...1,3) d; \quad (4)$$

для последующих слоев

$$d_{Ni-n} = (1,4...1,5) d. \quad (5)$$

На рис. 2 даны расчетная (кривая 1) и фактические зависимости скорости  $V$  наплавки Ni от диаметра  $d$  светового пятна. В рекомендуемом диапазоне диаметров световых точек (0,6 ... 0,8 мм) фактическая скорость наплавки первого слоя (кривая 2) составляет 146 ... 258 мм<sup>2</sup>/мин, т.е. превышает расчетную в 1,72 раза. Для последующих слоев (кривая 3) различие скоростей проявляется еще заметнее.

На рис. 3, 4 показаны графики для определения длительности  $\tau$  наплавки МФП из Si и Ni соответственно. Значение  $\tau$  устанавливается исходя из периметра наплавляемой поверхности  $l$  при заданном

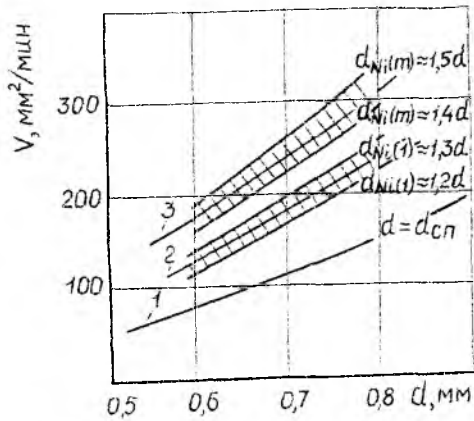


Рис. 2

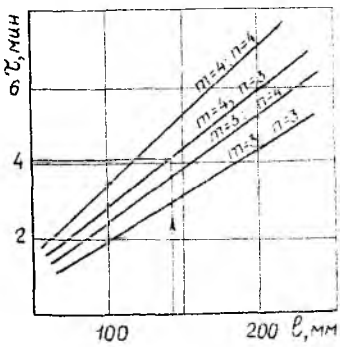


Рис. 3

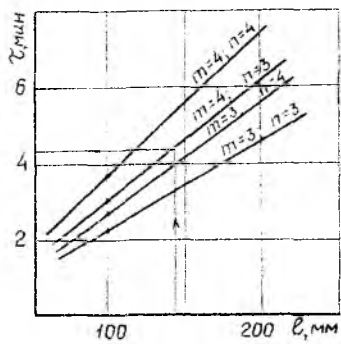


Рис. 4

количестве наплавляемых слоев  $m$  и количестве проходов  $n$ . Рекомендуемые режимы указаны для  $d = 0,8$  мм и  $f = 10$  Гц.

Экспериментальные исследования процесса получения МФП на основе Si и Ni на свариваемых кромках корпусных деталей РЭМ из сплавов АМг6 и АМц позволяют сделать следующие выводы.

1. Лазерная наплавка Si и Ni ( на Al-сплавы АМг6 и АМц) на рекомендуемых технологических режимах (энергия в импульсе 4 ... 6 Дж, длительность импульса 4мс,  $d = 0,6 \dots 0,8$  мм,  $F = 100$  мм,  $f = 10$  Гц,  $k = 0,5$  ) обеспечивает получение сплошного качественного МФП заданной толщины (150 мкм ) без пор, трещин и других дефектов.

2. Фактические размеры наплавленных точек существенно (на 20 ... 60 %) превосходят размеры светового пятна в зоне воздействия лазерного излучения. Это значительно повышает скорость образования МФП и производительность процесса.

3. Для технологических расчетов, в том числе для определения длительности наплавки, целесообразно использовать соотношения (2) — (5).

**Список литературы:** 1. Технологическая концепция лазерной герметизации радиоэлектронных модулей в корпусах из алюминиевых сплавов / Н.В. Замирец, В.Г. Котух, В.А. Шур, Т.Л. Алтухова // Технология приборостроения. 1996. № 1. С. 54 — 57. 2. Лазерная и электронно-лучевая обработка материалов: Справ. / Н.Н. Рыкалин, А.А. Углов, И.В. Зуев, А.Н. Кокора. М.: Машиностроение, 1985. 496 с.

*Поступила в редколлегию 06.06.97*

## **МИКРОМИНИАТЮРИЗАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ МОДУЛЯТОРОВ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРОВ РЭС МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН**

Интерес к технике миллиметрового диапазона волн (ММДВ) обусловлен рядом преимуществ систем этого диапазона перед оптическими и инфракрасными (способность ММДВ распространяться при неблагоприятных условиях окружающей среды и возможность скрытой передачи информации при работе на участках спектра с повышенным атмосферным поглощением), а также перед СВЧ-системами (более высокая разрешающая способность, более широкая полоса пропускания, меньшие габаритные размеры и масса). Уже определились перспективные области применения ММДВ: радиолокационные станции (РЛС) ближнего действия для обнаружения объектов, самолетные РЛС дальнего действия, межспутниковая радиосвязь, системы ближней скрытой связи и др.

Одной из сложных актуальных проблем освоения ММДВ для этого класса специализированных радиоэлектронных систем (РЭС) является создание специальных схем формирователей (источников) мощных наносекундных импульсов. Область их применения весьма обширна: импульсные модуляторы для модуляции радиоимпульсных сигналов генераторов на лавинно-пролетных диодах (ЛПД), лазерная техника, устройства магнитной электроники.

Схемы характеризуются высокими уровнями импульсной мощности, значительным быстродействием, специальной формой выходных импульсов. Их отличительная черта — работа в режиме большой скважности коротких импульсов, что позволяет снять ограничения теплового характера и тем самым существенно повысить импульсные характеристики. Особенности реализации, принципы построения, схемотехника указанных мощных импульсных устройств наносекундного диапазона отражены во многих работах [1— 5].

Успех их разработки в большой мере определялся характеристиками используемой элементной базы. Несмотря на быстрое развитие микроэлектроники и проникновение ИС практически во все области техники, целые классы электронных схем оставались на уровне дискретных компонентов. Одним из таких классов являлись мощные импульсные устройства наносекундного диапазона — формирователи мощных наносекундных импульсов, модуляторы, генераторы импульсного тока [2 — 3]. Взаимопротиворечащие требования реализа-

ции больших импульсных мощностей и высокого быстродействия ограничивали возможность интеграции этих устройств. Однако бурное развитие мощной импульсной техники, расширение ее области применения и функциональных возможностей, а также повышение степени интеграции обычных цифровых и аналоговых схем сделали актуальной задачу микроминиатюризации данного класса электронных схем.

Разработка и выпуск промышленностью ряда бескорпусных дискретных импульсных транзисторов и диодов средней и большой мощности позволили в последнее время создать в гибридно-интегральном исполнении формирователи мощных наносекундных импульсов, импульсные модуляторы [3]. Гибридные микросборки улучшили массогабаритные показатели таких устройств и на первых этапах полностью удовлетворяли требованиям к их миниатюризации. Однако расширение функций, усложнение путей повышения характеристик мощных импульсных схем, требования к их многоканальности, что характерно для РЭС специального назначения, резко увеличили количество дискретных элементов и микроплат, входящих в гибридные микросборки. А это, в свою очередь, увеличило габаритные размеры микросборок, снизило их надежность, технологичность, воспроизводимость параметров, повысило себестоимость.

Перечисленные причины наряду с требованиями микроминиатюризации РЭС стимулировали разработку полупроводниковых ИС мощных импульсных устройств наносекундного диапазона. Решающим фактором, позволяющим рассматривать такие ИС как принципиально реализуемые, можно считать отмеченный выше режим работы указанных устройств — преимущественно с большой скважностью коротких импульсов. Критерием кратковременности импульсов в данном случае является незначительность тепловой релаксации интегральных элементов и ИС в целом по сравнению с воздействием аналогичной непрерывной мощности. Данное обстоятельство, в сочетании с принципиально некритичным средним тепловыделением за период следования импульсов, позволяет предположить, что возможно создание мощных импульсных устройств наносекундного диапазона в монолитном исполнении.

Наиболее близка по поставленным целям и полученным параметрам к существу изложенной проблемы разработка модифицированной ИС формирователя мощных импульсов, предложенная в [4 — 5]. По сравнению с серийно выпускаемой схемой 170 АА7, описанная в работе [4] схема характеризуется значительным уменьшением мощности, рассеиваемой в кристалле.

И тем не менее указанное техническое решение неприемлемо для интеграции мощных импульсных схем наносекундного диапазона.

Основными причинами этого являются: низкое быстродействие (время задержки 55 нс), небольшая амплитуда формируемых импульсов ( $U_{\text{имп}} < 30$  В), значительное остаточное напряжение на ключе с полевым транзистором Шоттки, невозможность создания в кристалле ключевых каскадов с глубоким насыщением, низкая степень интеграции мощных элементов.

Таким образом, интеграция мощных импульсных схем — весьма трудная проблема, решение которой известными методами, а точнее, на основе известных классов полупроводниковых ИС практически невозможно. Так, широко применяемые цифровые ИС, хотя и позволяют реализовать быстродействие в долях наносекунд, отличаются низкими напряжениями питания, слабыми коммутируемыми токами и небольшой импульсной мощностью.

Сильные рабочие токи характерны для полупроводниковых ИС таких классов, как усилители низкой частоты, стабилизаторы напряжения. Применяемые в них интегральные мощные биполярные транзисторы позволяют пропускать токи силой в несколько ампер. Однако быстродействие данных транзисторов чрезвычайно низкое, а их большие площади не позволяют интегрировать в одном кристалле более двух транзисторов. Кроме этого, в составе полупроводниковых ИС интегральные  $p-n-p$ -транзисторы характеризуются очень низким быстродействием и малой мощностью, а задача создания мощных интегральных импульсных схем на взаимодополняющих по типу проводимости биполярных транзисторах в настоящее время технологически не реализуема.

Поэтому требовалось решить следующие основные задачи:

— создать новую элементную базу [6—10], а именно мощные быстродействующие импульсные биполярные и МДП-транзисторы, диоды с барьером Шоттки;

— разработать соответствующие электрические схемы;

— спроектировать конструкцию и создать технологию изготовления кристаллов ИС в целом на основе новой элементной базы.

Приведем результаты разработки полупроводниковой ИС формирователя мощных наносекундных импульсов (ИС ФМНСИ) [11—13].

Интегральная схема реализована по совмещенной кремниевой технологии изготовления интегральных биполярных и МДП-транзисторов, диодов Шоттки. Изоляция элементов ИС предусматривается обратносмещенным  $p-n$ -переходом.

ИС ФМНСИ предназначена для формирования импульса трапецеидальной формы с произвольно регулируемой вершиной импульса.

## Основные технические характеристики ФМНСИ:

Полярность формируемых импульсов:	
напряжения	Положительная
тока	Отрицательная
Максимальная амплитуда формируемых импульсов:	
напряжения, В	40
силы тока, А	0,6
Длительность, нс:	
импульсов	50 ... 300
фронта и спада, не более	10
Сквознякость импульсов, не менее	30
Диапазон регулировки импульса:	
наклона вершины, %	$\pm 50$
амплитуды, В	10 ... 40
Напряжение питания, В	$\pm 50; -5$
Рассеиваемая мощность, Вт, не более:	
импульсная	100
постоянная	3

Управление осуществляется стандартными логическими уровнями цифровых ИС ТТЛШ положительной полярности. Количество ключевых элементов, входящих в состав кристалла ИС, с максимальными силами импульсных токов 300 мА — 10 шт., 600 мА — 3 шт. Общий уровень интеграции — примерно 100 элементов на кристалл.

Структурная схема ИС ФМНСИ представлена на рис. 1. Вход-

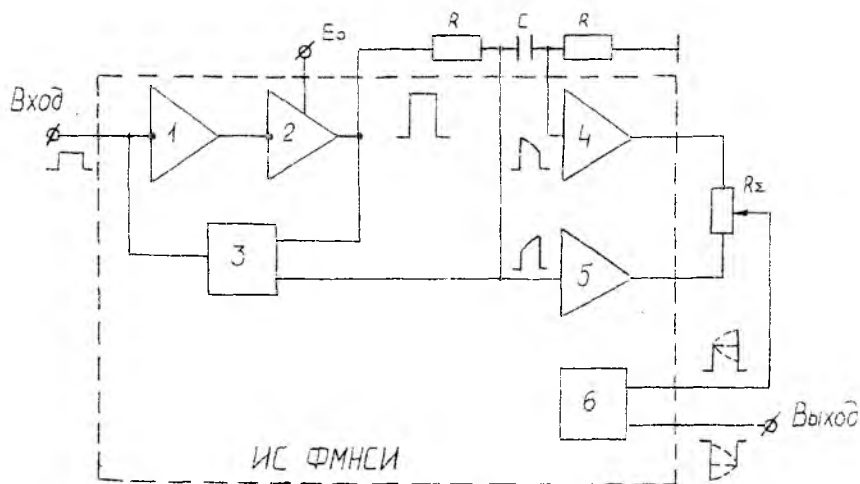


Рис. 1

ной усилитель-инвертор 1 предназначен для усиления импульсов положительной полярности амплитуды 2,4 ... 5 В до уровня, достаточно для управления усилителем-инвертором со схемой ограничения амплитуды импульса 2. Импульс положительной полярности с регулируемой амплитудой  $E_0 = 15 \dots 40$  В с усилителя-инвертора 2 поступает на интегрирующе-дифференцирующую цепь, предназначенную для формирования наклона вершины импульса. Интегрирующая и дифференцирующая составляющие поступают на эмиттерные повторители 4, 5. Импульс трапецеидальной формы с регулируемым на сумматоре  $R_{\Sigma}$  наклоном вершины фиксируется по длительности формирователем спада 3. Генератор тока 6 предназначен для формирования импульса тока отрицательной полярности, который повторяет по форме поступающие на его входы импульсы напряжения.

Основными ключевыми элементами ИС являются импульсные биполярные  $n-p-n$ -транзисторы с рабочими токами силой 10 ... 600 мА. Конструкция биполярных транзисторов — встречно-штыревая. Получение требуемых характеристик транзисторов достигнуто с помощью охранных колец, которые, не ухудшая частотных и усилительных свойств, позволили обеспечить пробивное напряжение коллекторного перехода 80 ... 100 В. Кольца сформированы областями базы "пассивной".

Особенность ИС ФМНСИ — широкое использование диодов с барьером Шоттки. Отсутствие инжекции неосновных носителей заряда в диоде Шоттки определяет его высокое быстродействие, а использованные в структуре диода (как в транзисторах) охранные кольца обеспечивают требуемые значения пробивных напряжений.

Существенное ограничение стандартной технологии изготовления монолитных ИС на биполярных транзисторах заключается в том, что принципиально невозможно получить высокие эксплуатационные характеристики транзисторов дополняющего типа проводимости. Интегральные  $p-n-p$ -транзисторы, сочетающие в себе высокие коэффициенты усиления и работу на предельных частотах со значительными рабочими токами и напряжениями, пока считаются технически не реализуемыми.

В то же время построение мощных импульсных схем без применения транзисторов дополняющего типа проводимости принципиально невозможно. Альтернативой  $p-n-p$ -транзисторам в импульсных схемах на транзисторах дополняющего типа проводимости являются  $p$ -канальные полевые транзисторы.

Так, в работе [4] рассматривается возможность использования полевых транзисторов Шоттки. Однако необходимость введения дополнительных цепей смещения (например, включением в цепь истока стабилитрона) значительно ухудшает ключевые свойства таких поле-

вых транзисторов: резко возрастает остаточное напряжение на ключе, снижается быстродействие. Кроме этого, вследствие принципиального ограничения на пробивное напряжение затвора с барьером Шоттки, невозможно применение указанного транзистора в высоковольтных системах.

Использование схемотехнических решений, исключающих режим насыщения мощных биполярных транзисторов, и отказ от традиционно применяемой (с целью повысить быстродействие биполярных ИС) диффузии золота позволили применить в рассматриваемой ИС ФМНСИ МДП-транзисторы с индуцированным  $p$ -каналом.

Сечение выполненных по совмещенной технологии изготовления биполярных  $n-p-n$ - и  $p$ -канальных МДП-транзисторов показано на рис. 2.

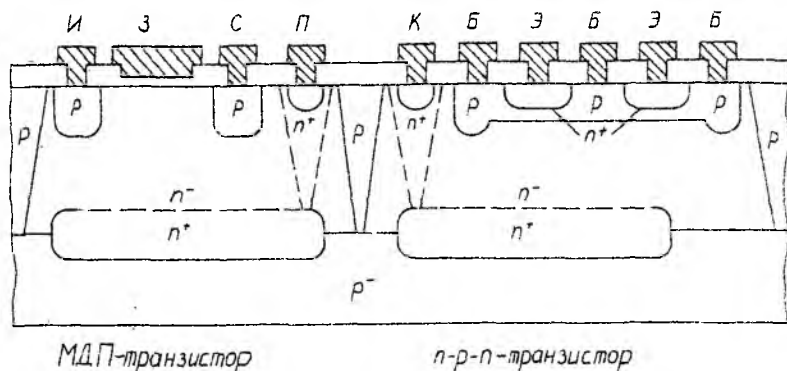


Рис. 2

На кремниевой подложке  $p$ -типа с предварительно сформированными в ней локальными областями "скрытого"  $n^+$ -слоя выращен эпитаксиальный  $n$ -слой толщиной 13 ... 15 мкм и удельным сопротивлением 4 ... 5 Ом·см. Разделение формируемых в эпитаксиальном слое элементов осуществлено "разделительной" диффузией акцепторной примеси. Охранные кольца  $n-p-n$ -транзисторов и диодов Шоттки, области истока и стока МДП-транзисторов, резисторы сформированы в слое базы "пассивной" глубиной 4 мкм и поверхностным сопротивлением 150 Ом/кВ. Транзисторная  $n-p-n$ -структура реализуется последовательной диффузией базы "активной" глубиной 2 мкм и эмиттера глубиной 1 мкм. Двухстадийные процессы диффузии обеспечивают одновременное окисление поверхности пластин. Подзатворный оксид МДП-транзистора толщиной 0,15 мкм для уменьшения поверхностно-

го заряда сформирован в атмосфере хлора. Напыленный алюминий толщиной 1,5 ... 2 мкм, являющийся коммутационным слоем, используется и в качестве затвора МДП-транзистора. Защита кристалла осуществляется пиролитическим  $\text{SiO}_2$ ; металлизация обратной стороны слоем  $\text{Cr} - \text{Cu} - \text{Ni}$  обеспечивает возможность пайки кристалла на теплоотвод. Размеры кристалла ИС ФМНСИ — 2,6 x 3,0 мм. Конструктивный тип исполнения — 4.

Разработанная ИС формирователя мощных наносекундных импульсов в сочетании с выходными каскадами усилителей мощности, например на транзисторах 2Т922 в гибридно-интегральном исполнении, позволяет в 3 — 5 раз уменьшить массогабаритные показатели источников наносекундных импульсов тока — импульсных модуляторов, расширить их функциональные возможности, повысить технологичность и надежность.

**Список литературы:** 1. Шмелев К.Д., Корснев Г.В. Источники электропитания лазеров. М.: Энергоиздат, 1981. 180 с. 2. Коцуржинский Б.А., Тараненко В.П., Трапезон В.А. Импульсные генераторы миллиметрового диапазона волн на ЛПД // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1982. Вып. 10. С. 56 — 64. 3. Блонский Л.А. Источник наносекундных импульсов тока // Обмен опытом в радиопромышленности. 1986. Вып. 1. С. 83 — 85. 4. Быстродействующие интегральные формирователи импульсного тока / Ю.Ф. Адамов, А.П. Голубев, Б.С. Дорошенко и др. // Электрон. техника. Сер. 3, Микроэлектроника. 1982. Вып. 3(99). С. 13 — 16. 5. Адамов Ю.Ф., Голубев А.П. Особенности изготовления совмещенной структуры с полевым транзистором, управляемым барьером Шоттки // Сб. науч. тр. по пробл. микроэлектроники. 1977. Вып. 34. С. 47 — 55. 6. Интегральный усилитель-ограничитель наносекундных импульсов / З.Ю. Готра, Р.Л. Голяка, Н.С. Добрянский, Л.М. Смеркло // Электрон. техника. Сер. 10, Микроэлектрон. устройства. 1991. Вып. 3(87). С. 40 — 42. 7. Голяка Р.Л., Смеркло Л.М. Исследование режима перехода к омическому квазинасыщению в коллекторе мощного интегрального биполярного транзистора // Вопр. радиоэлектроники. Сер. ОВР. 1991. Вып. 22. С. 19 — 28. 8. Голяка Р.Л., Смеркло Л.М. Оптимизация топологии мощного интегрального импульсного транзистора // Там же. С. 45 — 49. 9. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Смеркло Л.М. Исследование распределения плотности тока в интегральной диодной структуре с барьером Шоттки при высоком уровне инжекции // Электрон. техника. Сер. 10, Микроэлектрон. устройства. 1990. Вып. 6. С. 40 — 42. 10. Голяка Р.Л., Готра З.Ю., Смеркло Л.М. Оптимизация площади выпрямляющего контакта металл — полупроводник мощных интегральных диодов Шоттки // Там же. С. 42 — 45. 11. Интегральный формирователь мощных наносекундных импульсов / Р.Л. Голяка, Н.С. Добрянский, Л.М. Смеркло, Л.Г. Яцук // XXIX науч.-техн. конф. НИО "Антей", Москва, апр. 1990 г.: Тез. докл. М., 1990. С. 42 — 43. 12. Полупроводниковый интегральный источник мощных наносекундных импульсов тока генераторов на ЛПД / Р.Л. Голяка, Н.С. Добрянский, Л.М. Смеркло, Л.Г. Яцук // II межотрасл. конф. по миллиметровым волнам, Львов, май 1990 г.: Тез. докл. Львов, 1990. С. 73 — 74. 13. Смеркло Л.М. Интегральні формувачі імпульсів для НВЧ-пристроїв міліметрового діапазону хвиль // Міжнарод. наук.-техн. конф. "Сучасні проблеми автоматизованої розробки і виробництва радіоелектронних засобів та підготовки інженерних кадрів", Львів, 21 — 27 дог. 1994 р.: Матеріали. Львів, 1994. С. 29 — 30.

Львовский научно-исследовательский  
радиотехнический институт

Поступила в редколлегию 05.06.97

Л.М. КАРПУКОВ, канд. техн. наук, С.Н. РОМАНЕНКО

### ТЕХНОЛОГИЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОБЪЕМНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ

Рассмотрим объемную интегральную схему (ОИС), состоящую из нескольких плоских слоев диэлектриков, на границах которых располагаются металлические проводники, разделенные щелями. Считаем, что в пределах каждого слоя абсолютная диэлектрическая ( $\epsilon$ ) и магнитная ( $\mu$ ) проницаемости постоянны, а металлические проводники являются идеальными и бесконечно тонкими. Пусть  $S_m$  — площадь поверхности проводников, а  $S_s$  — площадь поверхности щелей. Тогда имеет место следующая связь между поверхностным электрическим током плотностью  $J^e$  и тангенциальной составляющей электрического поля  $E_\tau$  на границах раздела диэлектриков:

$$\left. \begin{aligned} E_\tau(r) &= \int_{S_m} \|Z(r, r_0)\| J^e(r_0) ds_{r_0}; \\ J^e(r) &= \int_{S_s} \|Y(r, r_0)\| E_\tau(r_0) ds_{r_0}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь  $\|Z(r, r_0)\|$ ,  $\|Y(r, r_0)\|$  — тензоры поверхностного импеданса и адмитанса;  $r$  — точка наблюдения;  $r_0$  — точка источника поля. Соотношения (1) и граничные условия для полей на поверхности раздела диэлектриков позволяют составить интегральные уравнения для расчета волноведущих структур в виде различных комбинаций металлических полосок и щелей.

При использовании стандартных процедур решения интегральных уравнений методом моментов основная задача моделирования ОИС — алгоритмизация процесса вычислений тензоров  $\|Z(r, r_0)\|$ ,  $\|Y(r, r_0)\|$ . Эти тензоры могут быть выражены простыми зависимостями через тензоры  $\|G^e(r, r_0)\|$ ,  $\|G^m(r, r_0)\|$ , связывающие  $J^e$  и  $E_\tau$  с электродинамическими электрическим ( $A^e$ ) и магнитным ( $A^m$ ) потенциалами. В декартовой системе координат для случая, когда ось  $z$



на позиции  $z$  приведен ориентированный граф при возбуждении магнитным током. На рисунке использованы следующие обозначения:

$$\begin{aligned} t &= \exp(-q_i h); j_e = \mu_i \delta / q_i; j_m^+ = \varepsilon_k \delta / q_k; j_m^- = \varepsilon_i \delta / q_i; \\ \Gamma_\tau^e &= \Gamma_n^m = (q_i / \mu_i - q_k / \mu_k) / (q_i / \mu_i + q_k / \mu_k); \\ \Gamma_n^e &= \Gamma_\tau^m = (q_i / \varepsilon_i - q_k / \varepsilon_k) / (q_i / \varepsilon_i + q_k / \varepsilon_k); \\ p &= jk_\tau 2q_k \frac{1 / (\varepsilon_k \mu_k) - 1 / (\varepsilon_i \mu_i)}{(q_i / \varepsilon_i + q_k / \varepsilon_k)(q_i / \mu_i + q_k / \mu_k)}; \\ q_i^2 &= \beta^2 - k_i^2; \quad q_k^2 = \beta^2 - k_k^2; \quad \beta^2 = k_x^2 + k_y^2; \end{aligned}$$

при этом  $\delta = \exp(-jk_x x_0 - jk_y y_0) / (8\pi^2)$ ;  $\alpha = \exp(jk_x x + jk_y y)$  — для трехмерных задач;  $\delta = \exp(-jk_x x_0) / (4\pi)$ ;  $\alpha = \exp(jk_x x)$  — для двумерных задач;  $\tau = x$  или  $\tau = y$ ;  $k_x, k_y$  — переменные преобразования Фурье по координатам  $x$  и  $y$ .

Аналитические зависимости для  $G_{uv}$ , соответствующих компонентам тензора (2) структуры на рисунке, нетрудно найти непосредственно по графам. Для сложных структур разработан метод символьного анализа [2], основанный на разложении миноров матрицы рассеяния исследуемой схемы. Чтобы упростить переход от Фурье-образов полей к оригиналам, результаты анализа формируются в виде отношения экспоненциальных многочленов:

$$G_{uv} = j(q_v) \sum_{m=0}^r a_m \exp(-q_v l_m) / [1 + \sum_{m=1}^r b_m \exp(-q_v d_m)]. \quad (3)$$

Здесь коэффициенты  $l_m, d_m$  составляются из толщин диэлектрических слоев подложки,  $a_m, b_m$  выражаются через коэффициенты отражений от плоскостей раздела сред,  $j(q_v)$  — Фурье-образ поля точечного источника, расположенного в среде с  $\varepsilon_v, \mu_v$ .

Для получения результата в форме (3) предварительно производится разложение элементов  $S_{ik}$  матрицы рассеяния базового элемента, соответствующего диэлектрическому слою толщиной  $h$ , который расположен в среде с  $\varepsilon_v, \mu_v$ , в экспоненциальный ряд:

$$S_{ik} = \sum_{m=0}^M c_m \exp(-mq_v l_m).$$

По соотношению (3) строится рекуррентная формула обратного преобразования Фурье [3]:

$$G_{uv}(\Delta x, \Delta y, \Delta z + H) = \sum_{m=0}^r a_m j(\Delta x, \Delta y, \Delta z + l_m + H) - \sum_{m=1}^1 b_m G_{uv}(\Delta x, \Delta y, \Delta z + d_m + H). \quad (4)$$

Здесь  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  — расстояния по осям между точками  $r$  и  $r_0$ ;  $j(\Delta x, \Delta y, \Delta z + l_m + H)$  — зависимость для поля от источника в виде точечного тока для трехмерных задач или в виде бесконечно тонкой нити с током для двумерных задач.

Чтобы начать расчет по (4), вводятся нулевые граничные условия для поля на бесконечности:  $G_{uv}(\Delta x, \Delta y, \Delta z + H) = 0$ , где  $H$  — произвольное, достаточно большое расстояние.

Кроме простоты расчетов, формула (4) дает дополнительное преимущество: при ее использовании совместно с методом моментов решения интегральных уравнений в качестве  $j(\Delta x, \Delta y, \Delta z + H)$  можно брать результат интегрирования с базисными и весовыми функциями.

В целом ориентация разработанной методики моделирования ОИС на получение и использование результатов вычислений в аналитической форме позволила, помимо повышения эффективности расчетов и наглядности результатов, получить для простых структур подложек оригинальные аналитические зависимости. Например, для микрополосковой линии с подложкой (см. рисунок) найдена простая и вместе с тем точная зависимость для расчета дисперсии [4]:

$$\varepsilon_{эфф} = \frac{\varepsilon_{эфф0} 2[1 + (k_0 h)^2 \varepsilon_r / L_n]}{1 + (k_0 h)^2 (1 + \varepsilon_r) \varepsilon_{эфф0} f(\varepsilon_r, L_n) + A}. \quad (5)$$

здесь

$$A = \{1 + 4(k_0 h)^2 \varepsilon_{\text{эфф}0} [(1 + \varepsilon_r) / 2 - \varepsilon_{\text{эфф}0} / \varepsilon_r] / (\varepsilon_r L_n) + \\ + (k_0 h)^4 [(\varepsilon_r - 1) \varepsilon_{\text{эфф}0} / (\varepsilon_r L_n)]^2\}^{1/2};$$

$\varepsilon_{\text{эфф}0} = L_n C_n$  — статическое значение эффективной диэлектрической проницаемости, выраженное через нормированные погонные индуктивность  $L_n$  и емкость  $C_n$  микрополосковой линии;

$$\text{tg} \delta_{\text{эфф}} = \text{tg} \delta \{S + (k_0 h)^2 [\varepsilon_r / \varepsilon_{\text{эфф}} - (1 + \varepsilon_{\text{эфф}}) / \varepsilon_r / (1 + \varepsilon_r)] C_n\} / B, \quad (6)$$

где

$$S = (\varepsilon_r / \varepsilon_{\text{эфф}0}) d\varepsilon_{\text{эфф}0} / d\varepsilon_r, \quad B = 1 + (k_0 h)^2 [1 - (2\varepsilon_{\text{эфф}} - \varepsilon_r) / \varepsilon_r^2] C_n.$$

Погрешность расчета по (5) не превышает 2 % во всей области частот.

**Список литературы:** 1. Карпуков Л.М. Моделирование многослойных подложек интегральных схем СВЧ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1990. Т. 33, № 1. С. 96. 2. Карпуков Л.М. Символьный анализ устройств СВЧ // Там же. 1982. Т. 25, № 6. С. 86 — 87. 3. Карпуков Л.М. Построение и анализ декомпозиционных моделей микрополосковых структур // Там же. 1984. Т. 27, № 9. С. 32 — 36. 4. Карпуков Л.М., Романенко С.Н. Упрощенный расчет дисперсии в микрополосковой линии // Радиотехника. М., 1991. № 5. С. 97 — 98.

Запорожский государственный университет

Поступила в редакцию 05.06.97

Л. М. КАРПУКОВ, канд. техн. наук, Р. Д. ПУЛОВ,  
С. Н. РОМАНЕНКО

## ДИСПЕРСИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Связанные микрополосковые линии являются одной из основных волноведущих структур, применяемых в интегральных схемах СВЧ. Поэтому разработка методик моделирования линий этого типа, сочетающих аналитическую простоту, физическую наглядность и высокую точность, представляет собой актуальную задачу.

Рассмотрим построение упрощенной методики моделирования дисперсии эффективной диэлектрической проницаемости синфазного и противофазного типов волн в связанных микрополосковых линиях. Поперечная структура последних отражена на рис. 1. Необходимо найти аналитическое решение дисперсионных уравнений с привлечением простейших аппроксимаций для поверхностных токов плотности  $J_1, J_2$  на металлических проводниках шириной  $W_1, W_2$  и для тензора  $\|Z\|$  поверхностного импеданса в сечении  $z = h$ , где  $h$  — толщина подложки с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r$ .

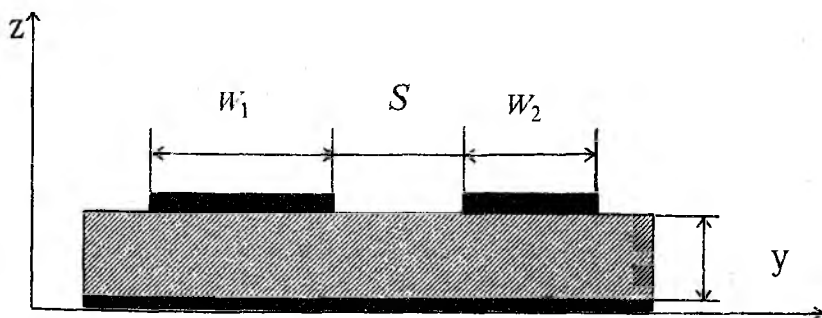


Рис. 1

Для анализа дисперсии в линиях воспользуемся функционалом

$$\iint J(y) \|Z(y, y')\| J(y') dy dy' = 0, \quad (1)$$

стационарным при малых вариациях продольного волнового числа  $k_x$ , с которым связана эффективная диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_{эфф} = k_x^2 / k_0^2$ , где  $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$  — волновое число свободного пространства. Интегрирование в (1) проводится по поперечному сечению проводников.

Ограничиваясь рассмотрением только продольных ( $J_{1x}$ ,  $J_{2x}$ ) составляющих поверхностных токов на проводниках, считая плотности этих токов постоянными по ширине проводников и принимая во внимание равенство плотностей токов, протекающих по проводникам, соотношение (1) преобразуем в вид

$$\frac{W_1}{2} \int \int Z_{xx}(y, y') dy dy' \pm \frac{W_1}{W_2} \frac{W_1}{2} \int \int Z_{xx}(y, y') dy dy' = 0, \quad (2)$$

где знак + соответствует синфазному, а знак - — противофазному возбуждению.

Для компоненты  $Z_{xx}$  тензора  $\|Z\|$  используем приближенное соотношение [1]

$$Z_{xx} = -\frac{\omega \mu_0}{4} \left[ H_0^{(2)}(\gamma R_0) - H_0^{(2)}(\gamma R_1) \right] + \frac{k_x^2 (1 + \Gamma)}{4\alpha \varepsilon_0} \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma^n \left[ H_0^{(2)}(\gamma R_n) - H_0^{(2)}(\gamma R_{n+1}) \right].$$

Здесь  $H_0^{(2)}(\gamma R)$  — функция Ганкеля второго рода нулевого порядка;

$k_x$  — продольное волновое число;  $\gamma^2 = k_0^2 \varepsilon_r - k_x^2$ ;

$$R_n = \left[ (y - y')^2 + (2nh)^2 \right]^{1/2}; \quad \Gamma = (1 - \varepsilon_r) / (1 + \varepsilon_r).$$

Функцию Ганкеля аппроксимируем первыми членами ряда [2]:

$$H_0^{(2)}(\gamma R) = 1 - j \frac{2}{\pi} \left[ \theta + \ln(\gamma R / 2) + (\gamma R / 2)^2 - 3(\gamma R)^4 / 128 \right], \quad (3)$$

где  $\theta$  — постоянная Эйлера.

Тогда из (2) с учетом принятых приближений выведем дисперсионное уравнение для эффективной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_{\text{эфф}}^{++}$  синфазного типа волны:

$$\left( \varepsilon_{\text{эфф}}^{++} \right)^2 \left( \delta / \varepsilon_r^2 \right) + \varepsilon_{\text{эфф}}^{++} \left[ V_0 / \varepsilon_{0\text{эфф}}^{++} - \delta(1 + 1 / \varepsilon_r) \right] + (\delta \varepsilon_r - V_0) = 0. \quad (4)$$

Это уравнение получено без учета последнего члена ряда (4). Решение записывается в виде

$$\varepsilon_{\text{эфф}}^{++} = \varepsilon_{0\text{эфф}}^{++} 2(1 - \delta \varepsilon_r / V_0) / \left[ 1 - \delta(1 + 1 / \varepsilon_r) \varepsilon_{0\text{эфф}}^{++} / V_0 + D_1 \right],$$

где  $\varepsilon_{0\text{эфф}}^{++} = 0,5(\varepsilon_r + 1) V_0 / \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma^n V_n$ ;

$$V_0 = A_0 + (W_1 / W_2) B_0; \quad V_n = A_n + (W_1 / W_2) B_n; \quad \delta = 2(k_0 h)^2;$$

$$D_1 = \left\{ \left[ 1 - \left( \varepsilon_{0\text{эфф}}^{++} / V_0 \right) (1 + 1 / \varepsilon_r) \right]^2 + 4\delta \left( \varepsilon_{0\text{эфф}}^{++} / \varepsilon_r \right)^2 \left( 1 - \left( \delta \varepsilon_r \right) / V_0 \right) \right\}^{1/2};$$

$$A_0 = \ln[W_1 / (2h)] - \sigma_1; \quad A_n = \sigma_n - \sigma_{n+1} - \ln(1 + 1/n);$$

$$B_0 = \lambda_0 - \lambda_1; \quad B_n = \lambda_n - \lambda_{n+1} - W_1 / W_2 \ln(1 + 1/n);$$

$$\sigma_n = \frac{1}{2} \left[ 1 - \left( \frac{2nh}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{W_1}{2nh} \right)^2 \right] + 2 \frac{2nh}{W_1} \arctg \frac{W_1}{2nh};$$

$$\begin{aligned}
\lambda_0 &= \frac{W_1}{W_2} \ln \frac{W_1}{2h} + \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{S}{W_1} \right)^2 \ln \frac{S}{W_1} + \left( 1 + \frac{W_2}{W_1} + \frac{S}{W_1} \right)^2 \ln \left( 1 + \frac{W_2}{W_1} + \frac{S}{W_1} \right) - \right. \\
&\quad \left. - \left( 1 + \frac{S}{W_1} \right)^2 \ln \left( 1 + \frac{S}{W_1} \right) - \left( \frac{W_2}{W_1} + \frac{S}{W_1} \right)^2 \ln \left( \frac{W_2}{W_1} + \frac{S}{W_1} \right) \right]; \\
\lambda_n &= \frac{1}{4} \left\{ \left[ \left( 1 + \frac{W_2}{W_1} + \frac{S}{W_1} \right)^2 - \left( \frac{2nh}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{S + W_1 + W_2}{2nh} \right)^2 \right] - \right. \\
&\quad \left. - \left[ \left( 1 + \frac{S}{W_1} \right)^2 - \left( \frac{2nh}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{S + W_1}{2nh} \right)^2 \right] - \left[ \left( \frac{W_2}{W_1} + \frac{S}{W_1} \right)^2 - \left( \frac{2nh}{W_1} \right)^2 \right] \times \right. \\
&\quad \left. \times \ln \left[ 1 + \left( \frac{S + W_2}{2nh} \right)^2 \right] + \left[ \left( \frac{S}{W_1} \right)^2 - \left( \frac{2nh}{W_1} \right)^2 \right] \ln \left[ 1 + \left( \frac{S}{2nh} \right)^2 \right] \right\} + \\
&\quad + \frac{2nh}{W_1} \left[ \left( 1 + \frac{W_2}{W_1} + \frac{S}{W_1} \right) \operatorname{arctg} \frac{S + W_1 + W_2}{2nh} - \left( 1 + \frac{S}{W_1} \right) \operatorname{arctg} \frac{S + W_1}{2nh} - \right. \\
&\quad \left. - \left( \frac{W_2}{W_1} + \frac{S}{W_1} \right) \operatorname{arctg} \frac{S + W_2}{2nh} + \frac{S}{W_1} \operatorname{arctg} \left( \frac{S}{2nh} \right) \right].
\end{aligned}$$

Дисперсионное уравнение для эффективной диэлектрической проницаемости противофазного типа волны  $\varepsilon_{\text{эфф}}^{+-}$  имеет следующий вид:

$$\left( \varepsilon_{\text{эфф}}^{+-} \right)^3 \left( \frac{\delta}{\varepsilon_r} \right) - \left( \varepsilon_{\text{эфф}}^{+-} \right)^2 \left[ \delta \left( 1 + \frac{2}{\varepsilon_r} \right) \right] + \varepsilon_{\text{эфф}}^{+-} \left[ \delta (2\varepsilon_r + 1) - \frac{V_0}{\varepsilon_{0\text{эфф}}^{+-}} \right] + (V_0 - \varepsilon_r^2 \delta) = 0. \quad (5)$$

Его решение можно записать таким образом:

$$\begin{cases} \varepsilon_{\varphi\phi}^{+-} = \sqrt[3]{-q + \sqrt{D_2}} + \sqrt[3]{-q - \sqrt{D_2}} - b/(3a), D_2 \geq 0; \\ \varepsilon_{\varphi\phi}^{+-} = 2r \cos\left[\pi/3 - \arccos(q/r^3)/3\right] - b/(3a), D_2 < 0, \end{cases}$$

где  $D_2 = q^2 + p^3$ ;  $r = \sqrt{|p|q/|q|}$ ;

$$q = 0,5 \left[ 2b^3 / (27a^3) - bc / (3a^2) + d/a \right]; \quad p = (3ac - b^2) / (9a^2);$$

$$a = \delta / \varepsilon_r^2; \quad b = -\delta(1 + 2/\varepsilon_r); \quad c = \delta(2\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{0\varphi\phi}^{+-} / V_0;$$

$$\varepsilon_{0\varphi\phi}^{+-} = 0,5(\varepsilon_r + 1)V_0 / \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma^n V_n;$$

$$d = V_0 - \varepsilon_r^2 \delta; \quad V_0 = A_0 - (W_1/W_2)B_0; \quad V_n = A_n - (W_1/W_2)B_n;$$

$$\delta = \frac{3C(k_0 h)^4}{16}; \quad C = \frac{S^4}{24W_1W_2h^2} \left[ \left(1 + \frac{W_1}{S} + \frac{W_2}{S}\right)^4 + \left(1 + \frac{W_1}{S}\right)^4 - \left(1 + \frac{W_2}{S}\right)^4 - 1 \right].$$

Для примера на рис. 2 в виде кривых представлены результаты расчетов связанных линий с параметрами  $h = 0,64$  мм,  $S = 0,128$  мм,  $\varepsilon_r = 9,7$ , полученные по предложенным формулам; точками отмечены

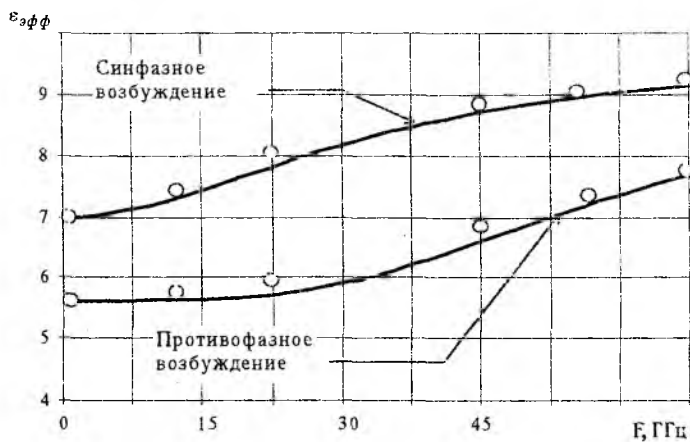
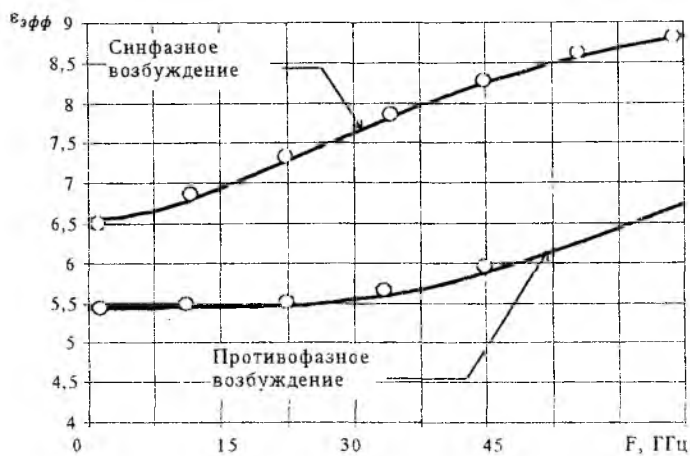


Рис. 2

результаты численных расчетов из [3]. На рис. 2, а  $W_1 = W_2 = 0,32$ ; на рис. 2, б  $W_1 = W_2 = 0,64$ .

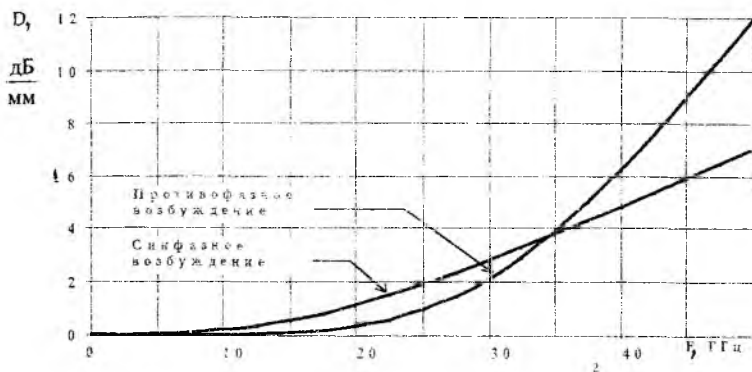
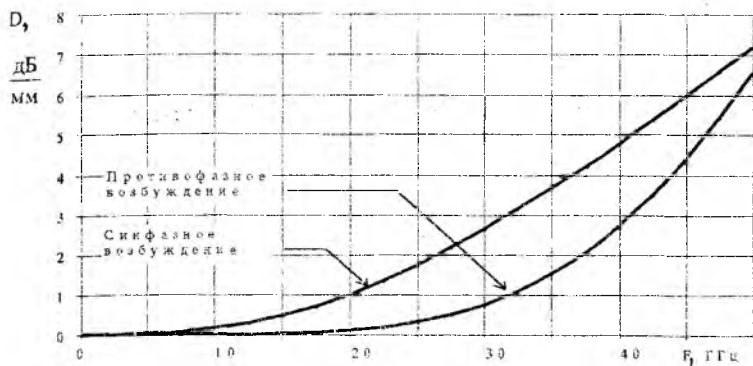


Рис. 3

На рис. 3 приведены результаты расчета потерь  $D$ , дБ/мм, при тех же параметрах линий.

Полученные соотношения отличаются простотой, наглядностью, отсутствием ограничений по частоте и высокой достоверностью.

**Список литературы:** 1. Карпуков Л. М., Романенко С. Н. Упрощенный расчет дисперсии в микрополосковой линии // Радиотехника. М., 1991. № 5. С. 97 — 98. 2. Двайт Г. Б. Таблица интегралов и другие математические формулы. М.: Наука, 1969. 192 с. 3. Kowalsky G., Pregla R. Dispersion characteristics of single and coupled microstrips // AEU. 1972. N 26. P. 276 — 280.

Запорожский государственный университет

Поступила в редакцию 05.06.97

## О ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ЗВЕЗДЫ, НАБЛЮДАЕМОЙ ЧЕРЕЗ ТУРБУЛЕНТНУЮ АТМОСФЕРУ

Одним из перспективных методов оптической пеленгации космических объектов является метод определения координат космического объекта относительно опорной точки, в качестве которой выбирается звезда, внесенная в какой-либо звездный каталог, и координаты которой установлены с высокой точностью [1]. Однако известно, что наблюдаемое в оптическом диапазоне частот изображение звезды в условиях турбулентной атмосферы Земли оказывается нестабильным, что значительно снижает возможности упомянутого метода.

В ситуации, когда наибольший вклад в нестабильность изображения вносит дрожание изображения [2], полезна сравнительно простая вычислительная процедура, предложенная Н. Паккардом [3] и Ф. Такенсом [4]. Она позволяет оценить размерность динамической системы, имея лишь функцию от времени координаты центра тяжести распределения интенсивности в изображении звезды, наблюдаемой в картинной плоскости телескопа:

$$x_0 = f(t). \quad (1)$$

Эта процедура обычно называется реконструкцией аттрактора [5]; она предполагает использование понятий теории хаотической динамики [6]. Установим обоснованность применения данной теории в рассматриваемом случае.

Имеется достаточно много результатов исследований влияния атмосферы на изображения звезд, представленных в виде частотных спектров и автокорреляционных функций (АКФ) дрожаний, в соответствии с которыми можно считать установленными следующие факты:

— зависимость амплитуды дрожаний от времени не обнаруживает признаков упорядоченности или периодичности;

— спектральная плотность мощности дрожаний представляет собой сплошную полосу частот, уменьшающуюся с повышением частоты, причем верхняя граничная частота спектра равна 10 ... 12,5 Гц [7];

— автокорреляционная функция имеет максимум в начале координат  $\tau = 0$  и быстро затухает во времени; время корреляции находится в диапазоне 0,25 ... 1,7 с [2].

Такие характеристики процесса дрожаний удовлетворяют критериям режима детерминированного хаоса и являются основанием для применения теории хаотической динамики.

При реконструкции аттрактора по функции (1) использован метод псевдофазового пространства [6], который позволяет реконструировать участок фазовой траектории, принадлежащий аттрактору, имеющему те же топологические особенности, что и реальный аттрактор динамической системы. В итоге постановка задачи определения положения изображения звезды приобретает следующий вид. Необходимо экстраполировать функцию  $\varphi(t)$ , заданную конечным множеством своих значений

$$\left\{ \varphi(\bar{y}_j^{(m)}), \quad j = 1, \dots, k \right\}, \quad (2)$$

где  $\bar{y}_j^{(m)}$  — точки псевдофазового пространства размерности  $m$ , определенной по результатам реконструкции аттрактора. Согласно методу псевдофазового пространства и принятым выше допущениям координата  $x_{i+m+1}$  экстраполированной точки  $\bar{y}_{k+1}^{(m)}$  является значением координаты  $x$  положения несмещенного изображения звезды. Аналогично можно установить и координату  $y$ .

Рассмотрим результаты проверки правильности предложенного подхода к решению задачи повышения точности оптической пеленгации звезды, наблюдаемой в условиях турбулентной атмосферы. В качестве исходной информации была взята видеозапись изображения звезды Арктур ( $\alpha$  Волопаса), выполненная 24 июля 1994 г. на телескопе Цейсс-1000 (г. Симеиз) сотрудником Астрономической обсерватории Харьковского государственного университета В.В. Коничек. По результатам цифровой обработки этой видеозаписи составлен временной ряд  $\{x(i\tau)\}$ ,  $i = 1, \dots, 3191$ ,  $\tau = 40$  мс.

При реконструкции аттрактора использована корреляционная размерность  $D_{\text{кор}}$  [8]. По результатам выполненных расчетов ее значение принято равным  $13,71 \pm 0,07$ , а наименьшее значение пространства вложения, содержащего аттрактор,  $m = 26$ .

Экстраполяция проводилась предложенным в [9] методом линейной интерполяции. Отметим, что этот метод обладает приемлемой

точностью при условии, что время прогноза  $\tau_{\text{пред}}$  не превышает времени корреляции  $\tau_{\text{кор}}$  временного ряда  $\{x_j\}$ . Поэтому при расчетах было выбрано  $\tau_{\text{пред}} = 0,025\tau_{\text{кор}}$ . По результатам вычислений оценено значение СК-ошибки экстраполяции:  $\sigma_{\text{экстр}} = 1,7 \pm 0,2$ . Для сравнения укажем, что СК-ошибка экстраполяции методом линейного интерполирования непосредственно по временному ряду  $\{x(it)\}$ ,  $i = 1, \dots, 3191$ ,  $\tau = 40$  мс, имеет значение  $\sigma = 2,1 \pm 0,2$ .

Таким образом, показана принципиальная возможность применения теории детерминированного хаоса для решения задач оптической пеленгации как звезд, так и космических объектов искусственного происхождения, наблюдаемых в условиях турбулентной атмосферы. Экспериментально подтверждено повышение точности определения положения изображения звезды при использовании псевдофазового пространства по сравнению с экстраполяцией непосредственно по временному ряду дрожаний изображения звезды. Кроме того, естественно предположить, что точность экстраполяции может быть дополнительно повышена путем использования многомерной аппроксимации фазовой траектории, реконструированной в псевдофазовом пространстве. Однако при практической реализации этого предположения возникнут трудности, связанные с большим объемом вычислений.

**Список литературы:** 1. Дума Д.П., Лаптиенко Н.И., Мельников Н.А. О высокоточном определении координат естественных и искусственных тел Солнечной системы // Кинематика и физика небес. тел. 1989. Т. 5, № 1. С. 9 — 15. 2. Колчинский И.Г. Автокорреляционные функции дрожания изображений звезд и их применение для оценки погрешности астрономических наблюдений // Астрометрия и астрофизика. 1973. № 20. С. 19 — 39. 3. *Geometry from a time series* / N.H. Packard, J.P. Crutchfield, J.D. Farmer, R.S. Show // Phys. Rev. Letters. 1980. V. 45, N 9. P. 712 — 715. 4. Takens F. Detekting strange attraktor in turbulence // Dynamical Systems and Turbulence. Berlin, 1981. P. 366 — 381 (Lecture Notes in Mathematics; V. 898). 5. Рюэль Д., Такенс Ф. О природе турбулентности // Странные аттракторы: Сб. ст.: Пер. с англ. М., 1981. С. 117 — 151. 6. Мун Ф. Хаотические колебания: Вводный курс для науч. работников и инж.: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 312 с. 7. Рожнова И.П. Фотоэлектрический метод регистрации дрожания изображения звезд и некоторые результаты проведенных наблюдений // Оптическая нестабильность земной атмосферы. М; Л., 1965. С. 138 — 142. 8. Grassberger P., Procaccia I. Characterization of strange attraktor // Phys. Rev. Letters. 1983. V. 50, N 50. P. 346 — 349. 9. Linsay P.S. An efficient method of forecasting chaotic timeseries using liner interpolation // Physics Letters. A. 1991. V. 153, N 7. P. 353 — 356.

Поступила в редколлегию 06.06.97

## ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОМЕТРА КОМПЕНСАЦИОННО-МОДУЛЯЦИОННОГО ТИПА НА ОСНОВЕ СИСТЕМНОГО ПОДХОДА

В работе [1] сформулирована задача синтеза оптимальной (по критерию максимума апостериорной вероятности) структуры радиометра компенсационно-модуляционного типа с учетом флуктуаций коэффициента усиления (КУ) линейного тракта приемника. Там же предложено ее решение методами оценок параметров сигналов как задачи синтеза в частично заданной структуре.

Рассмотрим решение аналогичной задачи с помощью векторного синтеза, т.е. синтеза по нескольким показателям качества.

В соответствии с системным подходом исходными данными для синтеза оптимальной структуры радиометра является совокупность [2]

$$D = (Y, O_s, c.K, k.K), \quad (1)$$

где  $Y$  – совокупность условий работы радиометра (характеристики сигналов и помех, способ взаимодействия сигнала и помех и т.д.);  $O_s$  – совокупность ограничений, налагаемых на структуру приемника и его параметры;  $c.K$  – состав вектора  $K = (k_1, \dots, k_m)$  качества радиометра;  $k.K$  – состав критерия качества, на основе поиска экстремума которого находится оптимальное значение вектора  $K$ .

В качестве показателя качества  $k_i$  может использоваться любой параметр радиометра, монотонно связанный с его качеством, т.е. обладающий следующим свойством: чем меньше (больше) значение  $k_i$ , тем лучше система при произвольных других показателях.

Перечислим совокупность условий  $Y$  работы радиометра, при которых решается задача:

1. Входной сигнал представляет собой нормальный стационарный случайный процесс типа белого шума с эквивалентной температурой  $T_s$ , называемой антенной температурой.

2. Нормированная частотная характеристика усилителя радиочастоты (УРЧ) принимается прямоугольной с центральной частотой  $f_0$  и полосой пропускания  $\Delta f$ .

3. Экспериментально установлено [3], что реальный УРЧ обладает флуктуациями КУ, которые считаем медленными по сравнению с интервалом интегрирования выходного сигнала радиометра  $[0, \tau]$ . Обозначим эту мультипликативную помеху через  $g$  и, используя условие квазистатичности, будем полагать  $g$  гауссовской случайной величиной с нулевым средним значением и дисперсией  $\sigma^2$ .

4. Входной сигнал принимается на фоне собственного приемника с такими же статистическими характеристиками, как и у входного сигнала, и с эквивалентной температурой  $T_n$ .

5. Входной сигнал, собственный шум и флуктуации КУ полагаются статистически независимыми.

6. Значение параметра  $T_s$  на интервале интегрирования  $[0, \tau]$  считается постоянным.

Чтобы обеспечить возможность выделения флуктуаций КУ, входной сигнал необходимо каким-либо образом "окрасить". Для радиометра компенсационно-модуляционного типа это достигается посредством модуляции входного сигнала с помощью модулирующей функции  $m(t)$ , хотя возможно и применение фильтрации входного сигнала [4]. Таким образом, приходим к задаче синтеза в частично заданной структуре, что и определяет единственное ограничение на структуру  $O_s$ .

Исходя из указанных условий и ограничений, напряжение  $u(t)$  на выходе усилительного тракта радиометра можно представить в виде

$$u(t) = P\sqrt{1+g}\left[\sqrt{m(t)T_s}u_s(t) + \sqrt{T_n}u_n(t)\right], \quad t \in [0, \tau], \quad (2)$$

где  $P$  – размерностный коэффициент;  $u_s(t)$ ,  $u_n(t)$  – напряжения сигнала и собственного шума на выходе УРЧ.

Перечислим теперь состав с.К вектора  $K$  показателей качества:

$k_1 = (\delta T_s)^2$  – погрешность измерения антенной температуры  $T_s$ , описываемая дисперсией оценки параметра  $T_s$ ;  $k_2 = \tau$  – показатель быстродействия;  $k_3 = \Delta f$  – полоса пропускания;  $k_4 = 1/T_n^2$  – показатель

помехоустойчивости по отношению к внутреннему шуму приемника;  
 $k_5 = \sigma^{-2}$  – то же по отношению к флуктуациям КУ.

Показатели качества приведены к стандартному виду [2], т.е.  $k_i \geq 0$ ,  $i \in \overline{1, 5}$ , что ясно из их физического смысла. Они выбраны таким образом, что чем меньше значение  $k_i$ , тем лучше система.

Требуется отыскать оптимальную систему (структуру и параметры радиометра), которая обладает наилучшим значением вектора  $\mathbf{K}$  относительно выбранного критерия предпочтения  $\kappa, \mathbf{K}$ .

Для решения задачи воспользуемся безусловным критерием предпочтения (БКП) – критерием Парето, в соответствии с которым система  $S''$  с вектором качества  $\mathbf{K}''$  безусловно лучше системы  $S'$  с вектором качества  $\mathbf{K}'$ , если  $k_i'' \leq k_i'$ ,  $i \in \overline{1, m}$  и по меньшей мере для одного номера  $i = i_0$  выполняется строгое неравенство  $k_{i_0}'' < k_{i_0}'$ .

На основе БКП можно построить множество  $M_{\text{нх}}$  нехудших систем [2]. Систему, удовлетворяющую исходным данным  $D' = (Y, O_s, c, \mathbf{K})$ , принято называть допустимой. Так как на показатели качества могут быть наложены ограничения  $O_K$ , в множестве  $M_D$  допустимых систем выделяется подмножество  $M_{cD}$  строго допустимых систем, удовлетворяющих исходным данным  $D'' = (Y, O_s, c, \mathbf{K}, O_K)$ . Нехудшей называется система  $S$  с вектором качества  $\mathbf{K}$ , для которой в множестве систем, удовлетворяющих исходным данным  $D''$ , не существует безусловно лучших систем. Для построения множества  $M_{\text{нх}}$  воспользуемся методом рабочих характеристик [2]. Он состоит в том, что ищется минимум по одному из показателей, называемому главным, при фиксированных значениях остальных показателей качества, т.е. решается задача

$$\min_{S \in M_{cD}} k_1, \quad k_i = \underline{k}_i, \quad i \in \overline{2, 5}, \quad (3)$$

где черта снизу означает, что значение параметра фиксировано.

Если главным считать показатель погрешности измерения параметра  $T_s$ , то задача скалярной оптимизации (3) решена в работе [1] методом максимума апостериорной плотности вероятности парамет-

ров  $T_s$  и  $g$ . Известно [5], что при определенных условиях, которые в рассматриваемом случае выполняются при  $\sigma^2 \ll 1$ , этот метод дает эффективные оценки, т.е. обладающие минимальной дисперсией. Показано, что оптимальная модулирующая функция представляет собой последовательность прямоугольных импульсов со скважностью

$$q = \begin{cases} 1, & 0 \leq Q \leq 1/2; \\ 2Q, & 1/2 < Q < 1, \end{cases} \quad (4)$$

где

$$Q = \frac{1}{1 + 1/(\sigma^2 \Delta f \tau)}, \quad (5)$$

а соответствующая предельная погрешность измерения антенной температуры

$$(\delta T_s)^2 = \frac{(T_n + T_s)^2}{\Delta f \tau} \begin{cases} 1/(1-Q), & 0 \leq Q \leq 1/2; \\ 4Q, & 1/2 < Q < 1. \end{cases} \quad (6)$$

Выражение (6) можно преобразовать в вид

$$(\delta T_s)^2 = T_n^2 \begin{cases} \frac{1}{\Delta f \tau} + \sigma^2, & 0 \leq \sigma^2 \Delta f \tau \leq 1; \\ \frac{4}{\Delta f \tau + 1/\sigma^2}, & \sigma^2 \Delta f \tau > 1, \end{cases} \quad (7)$$

где для простоты принято  $T_s \ll T_n$ .

Перепишем выражение (7), используя введенные стандартные показатели:

$$k_1 = \frac{1}{k_4} \begin{cases} \frac{1}{k_2 k_3} + \frac{1}{k_5}, & 0 \leq k_2 k_3 / k_5 \leq 1; \\ \frac{4}{k_2 k_3 + k_5}, & k_2 k_3 / k_5 > 1. \end{cases} \quad (8)$$

Зависимость  $k_1 = f_{r1}(k_2, \dots, k_m)$  называется рабочей поверхностью. Доказано [2], что необходимым условием того, чтобы множество

$M_r$ , выделяемое рабочей поверхностью, совпадало с множеством  $M_{\text{нх}}$ , является монотонно убывающий характер функции  $f_r$  по каждому из аргументов при фиксированных значениях остальных аргументов. Нетрудно убедиться, что функция (8) удовлетворяет этому условию; следовательно, она описывает в пространстве  $\mathbb{R}^m$  оптимальную поверхность, т.е. геометрическое место нехудших точек (систем). Доказано, что каждая нехудшая система обладает свойством  $m$ -кратного минимума, т.е. этой системе соответствует в  $M_{\text{сд}}$  потенциальное (минимальное) значение каждого из показателей качества  $k_1, \dots, k_m$  при фиксированных значениях остальных показателей качества, соответствующих этой системе.

Если разрешить уравнение (8) относительно показателя  $k_5$ , то получим

$$k_5 = \begin{cases} \frac{1}{k_1 k_4 - 1/(k_2 k_3)}, & k_1 k_2 k_3 k_4 \leq 2; \\ \frac{4}{k_1 k_4} - k_2 k_3, & k_1 k_2 k_3 k_4 > 2. \end{cases} \quad (9)$$

Функция  $k_5 = f_{r5}(k_1, k_2, k_3, k_4)$  является монотонно убывающей по каждому из аргументов при фиксированных остальных и описывает ту же самую оптимальную поверхность при варьировании показателей качества в допустимых пределах.

Аналогично функции

$$k_2 = f_{r2}(k_1, k_3, k_4, k_5) = \frac{1}{k_3} \begin{cases} \frac{1}{k_1 k_4 - 1/k_5}, & k_1 k_4 k_5 \geq 2; \\ \frac{4}{k_1 k_4 - k_5}, & k_1 k_4 k_5 < 2, \end{cases} \quad (10)$$

$$k_3 = f_{r3}(k_1, k_2, k_4, k_5) = \frac{1}{k_2} \begin{cases} \frac{1}{k_1 k_4 - 1/k_5}, & k_1 k_4 k_5 \geq 2; \\ \frac{4}{k_1 k_4 - k_5}, & k_1 k_4 k_5 < 2, \end{cases} \quad (11)$$

$$k_4 = f_{r4}(k_1, k_2, k_3, k_5) = \frac{1}{k_1} \begin{cases} \frac{1}{k_2 k_3} + \frac{1}{k_5}, & 0 \leq k_2 k_3 / k_5 \leq 1; \\ \frac{4}{k_2 k_3 + k_5}, & k_2 k_3 / k_5 > 1 \end{cases} \quad (12)$$

обладают этим же свойством. Поскольку все пять соотношений (8) – (12) для рассматриваемой многомерной оптимальной поверхности эквивалентны, используют запись  $k_1 = f_{нх}(k_2, \dots, k_5)$  и называют эту поверхность 5-мерной диаграммой обмена между компонентами векторного показателя качества  $K$  или многомерной потенциальной характеристикой показателей качества  $k_1, \dots, k_5$ .

Таким образом, выражение (8) для погрешности измерения антенной температуры (квадрата чувствительности) имеет вид диаграммы обмена между показателями  $k_1 - k_5$ . Все показатели оказываются несогласованными или антагонистичными, т.е. улучшение одного из показателей приводит к ухудшению других.

Отметим, что в случае использования нефлуктуирующего усилителя (т.е. при  $\sigma^2 \rightarrow 0$  или  $k_5 \rightarrow \infty$ ) на основании формулы (7) приходим к обычному выражению  $(\delta T_s)^2 = T_n^2 / (\Delta f \tau)$  для квадрата чувствительности идеального радиометрического приемника, при синтезе которого не учитывались флуктуации КУ.

Таким образом, показано, что выражение (7) для оптимальной чувствительности радиометра компенсационно-модуляционного типа представляет собой диаграмму обмена между показателями качества приемника. Последняя позволяет обосновать требования к техническим характеристикам усилительного тракта и другим показателям качества при проектировании радиометров.

**Список литературы:** 1. *Антюфеев В.И., Султанов А.С.* Оптимальная структура и предельная чувствительность радиометра с нестабильным коэффициентом усиления // Изв. вузов. Радиофизика. 1988. Т. 31, № 2. С. 142 – 148. 2. *Гуткин Л.С.* Оптимизация электронных систем. М.: Сов. радио, 1975. 368 с. 3. *Hersman M.S., Poe G.A.* Sensitivity of the total power radiometer with periodic absolute calibration // IEEE Trans. 1981. MTT-29, N1. P. 32 – 40. 4. *Антюфеев В.И., Султанов А.С.* Синтез оптимального радиометра с частотной фильтрацией входного сигнала // Изв. вузов. Радиофизика. 1991. Т. 34, № 3. С. 247 – 253. 5. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции: В 3 т.: Пер. с англ. М.: Сов. радио. Т. 3. 1977. 644 с.

Поступила в редколлегию 21.07.97

*И.Д. ГОРБЕНКО, д-р техн. наук, И.В. ЛИСИЦКАЯ*

## **КРИТЕРИИ ОТБОРА СЛУЧАЙНЫХ ТАБЛИЦ ПОДСТАНОВОК ДЛЯ АЛГОРИТМА ШИФРОВАНИЯ ПО ГОСТ 28147 – 89**

Числовые конструкции типа подстановок широко применяются в системах криптографических преобразований, в частности в алгоритмах ГОСТ 28147 – 89, DES [1]. В DES основу такой конструкции составляют так называемые  $S$ -блоки, принципы построения которых засекречены, но сами таблицы подстановок фиксированны и известны. Принципы построения таблиц подстановок, использованных в ГОСТе, также не разглашаются, но эти таблицы могут изменяться и являются дополнительным секретным параметром алгоритма (долговременным ключом).

Поскольку алгоритм шифрования по ГОСТ 28147 – 89 нашел официальное признание и в Украине [2], стал актуальным вопрос о возможности применения в алгоритме ГОСТа таблиц подстановок, сгенерированных случайным образом [3].

По-видимому, речь должна идти не о выборе в качестве долговременного ключа взятого в чистом виде случайного набора подстановок, а об использовании таблицы подстановок, удовлетворяющих некоторым критериям случайности. Ведь очевидно, что использование подстановок, взятых наугад, не исключает применения "плохого" ключа, если под ним понимать вырожденные конфигурации (повторяющиеся подстановки, подстановки тождественного и подобных им типов, их циклические сдвиги, инверсии тождественных подстановок и их сегментов и целый ряд других подстановок, близких к упорядоченному виду). Во всяком случае, практика применения методов шифрования свидетельствует о том, что всегда предусматриваются дополнительные затраты на исключение может быть и очень маловероятных, но явно "опасных" режимов, снижающих характеристики стойкости системы защиты. В связи с отмеченным рассмотрим некоторые результаты разработки и применения процедур отбора случайных подстановок.

Прежде всего сформулируем кратко основные идеи предлагаемого подхода и сущность разработанных критериев и процедур отборки подстановок при формировании множества долговременных ключей (допустимого или разрешенного множества таблиц подстано-

вок). При изложении материала будем опираться на общепринятые понятия и определения теории подстановок [4; 5 и др.], специально оговорив лишь обозначения для таблицы подстановок.

Запишем систему (набор) из  $m$  различных подстановок  $n$ -й степени  $S_{mn}$  (таблицу подстановок) в виде расширения традиционного представления подстановки [4] за счет добавления новых строк:

$$S_{mn} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & \dots & n \\ i_{11} & i_{12} & i_{13} & \dots & i_{1n} \\ i_{21} & i_{22} & i_{23} & \dots & i_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ i_{m1} & i_{m2} & i_{m3} & \dots & i_{mn} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Верхнюю строку назовем нулевой, а остальным присвоим номера от 1 до  $m$ . Ставится задача построить некоторое заданное число случайных таблиц подстановок, т.е. таблиц вида (1), удовлетворяющих определенным критериям случайности.

Предлагается использовать показатели и критерии случайности трех уровней. На первом уровне проверки оценивается соответствие характеристик отдельно взятой подстановки свойствам случайной равновероятной подстановки. Подстановки, прошедшие первый уровень проверки, считаются уже подстановками случайного типа.

На втором уровне определяется соответствие характеристик случайности системы подстановок, попавших в таблицу, свойствам среднестатистической таблицы случайных подстановок. Таблицы подстановок, прошедшие первые два уровня проверки, считаются случайными таблицами подстановок.

На третьем уровне осуществляется оценка характеристик случайности множества таблиц подстановок, из которых отбираются таблицы, удовлетворяющие требованиям к долговременным ключам.

Соответствующие критерии отбора подстановок, таблиц подстановок и множеств таблиц подстановок названы критериями отбора первого, второго и третьего уровня.

При формировании подходов и критериев отбора подстановок на первом уровне (по индивидуальным характеристикам случайности) за основу взяты результаты хорошо разработанной теории случайных подстановок, в частности известные теоремы об асимптотической нормальности законов распределения для числа инверсий, числа циклов и числа возрастаний случайных равновероятных подстановок [4]. Обоснована правомерность использования асимптотических показа-

телей случайности для оценки характеристик случайности подстановок конечной степени  $n$ . Это позволило сформулировать критерии отбора подстановок первого уровня в виде требований 1-3.

**Требование 1.** Число инверсий  $\eta_n$  в подстановке степени  $n$  должно удовлетворять условиям

$$|\eta_n - n(n-1)/4| \leq a\sigma_\eta; \quad \sigma_\eta = n^{3/2}/6. \quad (2)$$

**Требование 2.** Число циклов  $\xi_n$  в подстановке степени  $n$  должно удовлетворять условиям

$$|\xi_n - \ln n| \leq a\sigma_\xi; \quad \sigma_\xi = \sqrt{\ln n}. \quad (3)$$

**Требование 3.** Число возрастаний  $\theta_n$  в подстановке степени  $n$  должно удовлетворять условиям

$$|\theta_n - n/2| \leq a\sigma_\theta; \quad \sigma_\theta = \sqrt{n/12}. \quad (4)$$

При  $n = 16$ ,  $a = 1$  условия отбора подходящих подстановок (2) принимают вид

$$|\eta_n - 60| \leq 10; \quad |\xi_n - 3| \leq 2; \quad |\theta_n - 8| \leq 1.$$

При формировании критериев отбора подстановок на втором уровне изучены подходы к описанию свойств (характеристик) таблиц, составленных из подстановок, прошедших первый уровень проверки. Обоснована методика, строящаяся на использовании понятия противоречивости подстановок числа несовпадений элементов [6].

Практически для каждой таблицы из  $m$  подстановок  $n$ -й степени формируется двумерный метрический портрет, т.е. таблица определяется двумя "векторами". В первом случае определяется конфигурация  $(t_0, t_1, \dots, t_n)$  совпадений элементов в  $N_k = m(m-1)/2$  попарных декомпозициях строк этой таблицы подстановок.

Элемент конфигурации  $t_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, 16$  представляет собой число пар строк из общего их числа  $N_k$  с  $i$  совпадениями элементов,

так что  $\sum_{i=0}^n t_i = N_k$ . Затем на множестве возможных исходов  $\{t_0, t_1, \dots, t_n\}$  определяется закон распределения вероятностей  $P(\gamma = i)$  для числа совпадений  $\gamma = i$  элементов,  $i = 0, 1, 2, \dots, n$  в двух (в паре) равновероятных подстановках  $n$ -й степени.

Во втором случае определяется конфигурация  $(\zeta_0, \zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_{[m/2]})$  совпадений элементов по столбцам таблицы. Здесь элемент конфигурации  $\zeta_k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, [m/2]$  представляет собой число столбцов с  $k$  повторениями (в том числе многократными) элементов столбца, при этом  $\sum_{k=0}^{[m/2]} \zeta_k = n$ . Затем на множестве возможных исходов  $\{\zeta_0, \zeta_1, \dots, \zeta_{[m/2]}\}$  определяется закон распределения вероятностей  $P(\gamma = k)$  для числа повторений  $\gamma = k$  различных элементов,  $k = 0, 1, 2, \dots, [m/2]$  в столбце таблицы подстановок. Здесь  $[x]$  обозначает наибольшее целое число  $x$ , не превосходящее  $x$ .

В итоге требования к отбору таблиц подстановок для алгоритма ГОСТ на втором уровне проверки формулируются в следующем виде.

**Требование 4.** В таблицу подстановок должны входить подстановки, не имеющие совпадений с нулевой строкой (не имеющие циклов нулевой длины).

**Требование 5.** Подстановки, вошедшие в таблицу подстановок, должны по конфигурации  $(t_0, t_1, \dots, t_{16})$  совпадений элементов в  $N_k = 28$  попарных декомпозициях таблиц подстановок по строкам удовлетворять критерию  $\chi^2$  согласия выборки наблюдаемых данных  $(t_0, t_1, \dots, t_{16})$  с биномиальным (с параметрами  $m_t = np_0 = 1$ ,  $\sigma_t^2 = np_0(1 - np_0) = 0,995$ ) законом распределения вероятностей для числа совпадений элементов в двух случайных равновероятных подстановках при заданном уровне значимости  $\alpha_0$ .

**Требование 6.** Подстановки, вошедшие в таблицу подстановок, должны по конфигурации  $(\zeta_0, \zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4)$  совпадений элементов в столбцах таблицы подстановок удовлетворять критерию  $\chi^2$  согласия выборки наблюдаемых данных  $(\zeta_0, \zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4)$  с нормальным (с параметрами  $m_\zeta = 1,424$ ,  $\sigma_\zeta^2 = 0,674$ ) законом распределения вероятностей для числа повторений различных элементов в столбце таблицы при заданном уровне значимости  $\alpha_0$ .

При формировании критериев отбора таблиц подстановок на третьем уровне за основу взята идея наложения таблиц подстановок и подсчета совпадающих элементов [5].

В результате требование к отбору таблиц подстановок на третьем уровне проверки сформулировано следующим образом.

**Требование 7.** Множество таблиц подстановок, используемых в качестве долговременных ключей, должно при всех попарных наложениях таблиц давать число совпадающих элементов  $q$ , удовлетворяющее условиям  $|q - m| \leq \sqrt{m}$ .

Можно запретить и совпадение строк, стоящих на различных позициях таблиц, если оговорить в требовании 7, что процедура наложения для каждой пары таблиц выполняется со всеми циклическими перестановками строк одной из них.

Приведем теперь аргументы в пользу изложенной методики построения случайных таблиц подстановок. Легко убедиться в том, что предлагаемые процедура и последовательность проверок позволяют исключить из допустимого множества подстановок, образующих таблицы долговременных ключей, большинство, если не все, подстановки вырожденного и близкого к вырожденному видов. К последним, как отмечалось выше, отнесены: тождественная подстановка и подстановки – циклические сдвиги нижней строки тождественной подстановки; инверсная (в отношении порядка элементов) тождественной и ее циклические сдвиги; подстановки, содержащие отрезки циклических сдвигов, и другие близкие к ним конструкции.

Действительно, проверка по числу возрастаний обеспечивает отбраковку подстановок, содержащих сегменты последовательности символов нулевой строки и их перестановки в обратном порядке; отсеиваются, по крайней мере, упорядоченные и близкие к ним наборы символов, содержащие более восьми чисел.

По инверсиям запрещаются группирования (комбинации) на отдельных позициях подстановки значительных групп близких по значениям символов (более шести — восьми символов), т.е. проверяется "однородность" распределения больших и малых чисел в блоке перестановки.

При проверке по числу циклов контролируются уже связи между строками подстановки, т.е. оценивается мера ее детерминизма в виде числа столбцов с совпадающими элементами в общепринятом представлении подстановки с помощью матрицы. Ограничение на число циклов практически определяет допустимое в подстановке число коротких циклов, в частности число циклов единичной длины (тождественных переходов), которое не может быть больше заданного (для  $n = 16$  и  $|\xi_n - \ln n| \leq \ln n$  это число равно четырем). Действительно, запрещаются подстановки с числом циклов не менее пяти, а в подстановке с  $k$  циклами возможно только  $k - 1$  тождественных переходов. Поскольку число циклов однозначно связано с декрементом подстановки, определяющим минимальное число транспозиций, с помощью которых подстановка может быть переведена в единичную, то число циклов практически характеризует "удаленность" данной подстановки от единичной, т.е. затраты, требуемые для приведения подстановку к вырожденному виду.

В результате первый уровень проверки обеспечивает получение подстановок со сбалансированным перемешиванием элементов исходного множества  $X = \{0, 1, \dots, 15\}$ , сбалансированным в смысле близости параметров подстановки к среднестатистическим показателям случайной равновероятной подстановки.

На втором уровне проверки исключаются подстановки, содержащие циклы единичной длины (требуется отсутствие совпадений с нулевой строкой), т.е. запрещаются тождественные переходы. Очевидность этого требования следует из того, что при тождественных переходах подстановка как бы не участвует в процессе шифрования. Более детальный анализ показывает, что именно благодаря выполнению этого требования (с учетом механизмов временного сдвига и перекрестного суммирования самого алгоритма ГОСТ 28147 - 89) обеспечивается реализация одного из важных свойств шифра - быстрый рост с увеличением числа циклов зависимости все большего числа выходных бит от значения каждого входного бита. Заметим, что ГОСТ требует для обеспечения зависимости всех выходных бит от значения каждого входного бита 8 циклов (а DES - 5 циклов) [1]. Отсутствие тождественных переходов приводит к влиянию каждого входа  $S$ -блока на данном цикле на входы двух  $S$ -блоков (с учетом сдвига на 11 тактов) на следующем цикле, в то время как тождественный переход при изме-

нении одного бита на входе  $S$ -блока приводит к влиянию только на один  $S$ -блок в следующем цикле.

Очевидно также, что проверки второго уровня исключают попадание в таблицу одинаковых подстановок и (что еще более важно для эффективного перемешивания исходного текста) приводят к наибольшему в статистическом смысле различию подстановок, их средне-статистической "непохожести" друг на друга. Символы текста, проходя многократно через всю систему подстановок, приобретают необходимую непредсказуемость значений именно благодаря многообразию воздействий на них.

Наконец, третий уровень проверки обеспечивает заданную степень непохожести уже самих долговременных ключей.

Описанные выше подходы к формированию методов и критериев отбора случайных подстановок были положены в основу разработки программного комплекса генерации и сертификации долговременных ключей для алгоритма ГОСТ 28147 – 89. В табл. 1–3 представлены примеры долговременных ключей, построенных с помощью предлагаемой методики, а в табл. 4 – конфигурации совпадений в столбцах и строках для этих ключей. В правой части последней строки табл. 1–3 указано количество совпадений в столбцах.

Таблица 1

№ строки	Число			Ненулевые строки таблицы подстановок $S_{mn}$
	инверсий	возрастаний	циклов	
1	67	9	3	7 10 6 8 11 4 14 15 13 1 0 3 5 12 2 9
2	57	7	3	3 11 6 4 2 7 15 12 13 0 14 8 9 1 10 5
3	69	8	1	8 13 10 2 15 14 1 9 4 3 5 7 11 12 0 6
4	68	9	4	12 2 1 10 15 7 11 8 13 14 3 5 6 0 4 9
5	58	8	4	9 3 5 1 15 14 10 2 13 4 6 8 11 0 7 12
6	65	7	3	11 4 9 5 2 8 12 14 13 6 15 7 0 3 1 10
7	50	8	2	3 15 11 6 0 4 8 1 2 13 7 10 14 9 5 12
8	62	8	4	14 3 7 10 1 0 11 12 15 8 4 6 9 5 13 12
Среднее	62	8	3	1 1 1 1 2 3 1 1 1 0 0 2 2 2 0 2

Таблица 2

№ строки	Число			Ненулевые строки таблицы подстановок $S_{mn}$
	инверсий	возрастаний	циклов	
1	65	9	1	8 10 6 5 7 12 15 9 1 2 4 13 11 14 0 3
2	54	8	4	7 0 5 6 14 2 11 13 4 15 8 3 9 12 10 1
3	50	8	2	11 2 7 5 0 8 15 6 9 10 1 4 14 3 13 12
4	65	7	1	1 15 8 10 7 9 13 0 6 2 12 4 14 11 5 3
5	58	9	2	11 4 7 14 6 1 2 12 13 0 5 10 8 9 15 3
6	66	9	2	4 8 1 7 12 13 15 11 14 6 0 9 3 10 2 5
7	59	7	3	1 13 4 5 3 11 9 12 10 15 8 7 6 0 2 14
8	61	8	1	10 8 0 12 6 15 1 5 9 14 3 7 11 2 13 4
Среднее	60	8	2	2 1 1 1 2 0 1 1 1 2 1 2 2 0 2 1

Таблица 3

№ строки	Число			Ненулевые строки таблицы подстановок $S_{mn}$
	инверсий	возрастаний	циклов	
1	56	9	2	2 5 15 4 8 12 7 11 0 14 3 10 6 1 9 13
2	58	8	2	6 3 13 4 8 11 15 5 2 7 12 1 0 14 9 10
3	61	7	3	7 4 12 2 9 10 8 14 13 1 3 15 5 0 11 6
4	55	9	1	1 6 11 0 10 14 15 4 12 5 2 13 3 8 7 9
5	69	8	1	3 14 13 11 12 9 1 10 5 0 2 4 6 15 7 8
6	60	7	2	11 6 0 7 8 14 10 2 1 15 9 12 13 4 5 3
7	59	8	3	7 6 8 15 2 0 1 3 11 1 9 4 10 1 5 13
8	57	8	3	2 5 0 9 14 8 7 15 11 13 3 6 10 4 12 1
Среднее	59	8	2	2 2 2 1 1 1 2 0 1 0 3 1 2 2 3 1

Таблица 4

№ таб- лицы	Число совпадений : число		Значение $\chi_q^2$ для	
	столбцов	строк	столбцов	строк
1	0:3; 1:7; 2:5; 3:1	0:8; 1:11; 2:7; 3:2	1,43	1,36
2	0:2; 1:8; 2:6	0:9; 1:13; 2:5; 3:1	1,35	1,26
3	0:2; 1:6; 2:6; 3:2	0:10; 1:10; 2:5; 3:2; 4:1	0,98	1,20

Остается лишь показать, что используемые на всех уровнях проверки ограничения не приводят к сколько-нибудь существенному уменьшению результирующего пространства (множества) долговременных ключей, т.е. к снижению стойкости системы в этом смысле.

Действительно, если ориентироваться на приведенные здесь значения параметров отбора подстановок, то, пройдя последовательно по всем уровням отбраковки подстановок и таблиц подстановок, можно получить следующие результаты.

Из общего числа  $n! = 2 \cdot 10^{13}$  возможных подстановок степени  $n$  (при  $n = 16$ ) первый уровень проверки проходит около 50 % всех подстановок. На втором уровне сначала исключается примерно 37 % из оставшегося количества из-за наличия совпадения с нулевой строкой в (1), поэтому в формировании таблиц подстановок участвует  $0,5(1 - 0,37)n! > 10^{12}$  подстановок. Из  $10^{12}$  подстановок можно составить  $C_{10^{12}}^8$  таблиц подстановок, что дает число  $O(10^{84})$  возможных таблиц. Как показывают расчеты и данные экспериментов, из этого числа примерно 70 % будет отброшено из-за совпадений в столбцах и около 95 % — из-за совпадений в парах строк ( $\chi_q^2 = 1,5$ ). В результате на третий уровень проверки пройдет примерно  $O(10^{82})$  таблиц.

Самым жестким в отношении усечения пространства итоговых вариантов оказывается третий уровень проверки. Если ориентироваться на использование на этом уровне указанных выше граничных значений числа совпадений элементов в паре наложенных таблиц подстановок, то для  $m = 8$  и  $n = 16$ , как следует из результатов статистического эксперимента, вероятность попадания в указанный интервал произвольной пары таблиц составляет около 0,78.

Простые расчеты показывают, что если для получения 10 долговременных ключей (случайных таблиц подстановок, прошедших третий уровень проверки) нужно проверить в среднем 55 таблиц, то для получения 50 ключей надо проверить более  $10^6$  пар таблиц.

Очевидно, что при необходимости можно изменить границы отбора таблиц подстановок, но эта задача требует отдельного рассмотрения.

Таким образом, представленные подходы и результаты позволяют сформулировать конкретные правила отбора случайных таблиц подстановок при построении долговременных ключей (генерации *S*-блоков), для которых уже можно решать задачи обоснования криптографической стойкости алгоритма шифрования по ГОСТ 28147 – 89 при использовании подстановок случайного типа.

**Список литературы:** 1. *Scheier B.* Applied Cryptography Second Edition: protocols, algorithms and source code in Communication. New York: John Wiley a. Sons Incorp., 1996. 675 p. 2. *Интервью* начальника Главного управления правительственной связи СБУ Лазарева Г.П. журналу «Безопасность информации» // Безопасность информ. 1995. № 3. С. 2 – 3. 3. *Фаль А.М.* Алгоритм шифрования по ГОСТ 28147 – 89 и способы применения блочных шифров // Там же. С. 8 – 11. 4. *Скачков В.Н.* Введение в комбинаторные методы дискретной математики. М.: Наука, 1982. 384 с. 5. *Скачков В.Н.* Комбинаторные методы дискретной математики. М.: Наука, 1977. 319 с. 6. *Математическая энциклопедия:* В 5 т. / Гл. ред. И.М. Виноградов. М.: Сов. энцикл., 1979. Т. 2. 278 с.

*Поступила в редакцию 31.07.97*

О.В. ЛАЗОРЕНКО, Л.Ф. ЧЕРНОГОР, д-р физ.-мат. наук

## ОСОБЕННОСТИ УРАВНЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

В последнее время существенно возрос интерес к использованию сверхширокополосных (СШП) сигналов для дистанционного радиозондирования различных сред и объектов [1]. Представляется целесообразным применение СШП-сигналов для радиозондирования околоземного и космического пространств. Это позволит существенно повысить разрешающую способность по дальности методов зондирования, значительно увеличить их информативность.

Нами предлагается обобщение уравнения радиолокации для случая применения СШП-сигналов при дистанционном радиозондировании распределенных целей. Различия между указанными выше уравнениями рассматриваются с использованием результатов конкретных расчетов.

### Уравнение радиолокации для СШП-сигналов

Под уравнением радиолокации в случае излучения узкополосных сигналов будем понимать соотношение вида (см., например, [2])

$$q = \frac{PG S_a \sigma}{(4\pi)^2 R^4 P_n} \quad (1)$$

Здесь  $q$  — отношение сигнал-шум на входе приемника;  $P$  — мощность излучаемого сигнала;  $G$  — коэффициент усиления передающей антенны;  $S_a$  — эффективная площадь приемной антенны;  $\sigma$  — площадь эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) цели;  $R$  — дальность радиолокационного наблюдения;  $P_n$  — мощность шумов на входе приемника.

Для СШП-сигналов общий вид уравнения (1) не изменится, но теперь функциями частоты  $f$  являются  $P, S_a, \sigma, P_n$ , а в случае зондирования распределенной цели ( $L \sim R$ , где  $L$  — характерный размер

цели) — и  $R$ . Критерием оценки необходимости учета  $R$  может служить выражение

$$\int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \left| \frac{dR}{df} \right| df \ll R(f_0). \quad (2)$$

Здесь

$$f_{\min} = f_0 \left( 1 - \frac{\mu}{2} \right); \quad f_{\max} = f_0 \left( 1 + \frac{\mu}{2} \right),$$

где  $f_{\min}$ ,  $f_{\max}$ ,  $f_0$  — минимальная, максимальная и средняя частоты функции спектральной плотности сигнала соответственно;  $\mu$  — показатель широкополосности сигнала.

При выполнении условия (2) зависимостью  $R$  от  $f$  можно пренебречь. Заметим, что для точечных и локализованных целей ( $dR/df = 0$ ) или для монохроматических сигналов ( $\mu = 0$ ) условие (2) выполняется автоматически.

Запишем выражение для соотношения сигнал-шум на данной частоте:

$$\bar{q} = \frac{P(f)G(f)S_a(f)\sigma(f)}{(4\pi)^2 R^4(f)kT_n(f_0)F(f)},$$

Здесь  $P(f)$  — плотность мощности излучаемого сигнала, причем

$$P = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} P(f) df.$$

Мощность полезного сигнала на входе приемника

$$P_s = \frac{1}{(4\pi)^2} \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} P(f)G(f)S_a(f) \frac{\sigma(f)}{R^4(f)} df,$$

а мощность шума определяется формулой

$$P_n = kT_n(f_0) \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} F(f) df,$$

где  $k$  — постоянная Больцмана;  $T_n(f_0)$  — шумовая температура на средней частоте спектра сигнала;  $F(f)$  — безразмерная функция распределения, пропорциональная мощности шума (помехи) в зависимости от частоты. Далее будем полагать

$$F(f) = (f_0 / f)^\gamma, \quad \gamma \approx 5/2.$$

Последняя зависимость получена путем аппроксимации результатов многочисленных наблюдений и справедлива в диапазоне частот 1...1000 МГц. К тому же  $T_n(f_0)$  в этом частотном диапазоне зависит от места приема сигнала (город, пригород и т.д.). Используя равенство Парсеваля, можно показать, что

$$p(f) = \frac{2}{\tau} |S'(f)|^2.$$

Здесь  $\tau$ ,  $S'(f)$  — длительность и комплексная функция спектральной плотности сигнала. Тогда общий вид уравнения радиолокации распределенных целей в случае применения СШП-сигналов таков:

$$q = \frac{\mu f_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |S'(f)|^2 G(f) S_a(f) \frac{\sigma(f)}{R^4} df}{(4\pi)^2 k T_n(f_0) \int_{f_0(1-\mu/2)}^{f_0(1+\mu/2)} F(f) df}, \quad (3)$$

где  $\tau \approx 1/(\mu f_0)$ .

В большинстве случаев при зондировании околоземного космического пространства условие (2) выполняется, поэтому зависимостью  $R$  от  $f$  можно пренебречь. Примем, что

$$G(f) \sim f^\alpha;$$

в частности, для апертурных антенн

$$G(f) = G(f_0)(f / f_0)^2.$$

Положим, что

$$S_a \neq S_a(f); \quad \sigma(f) = \sigma(f_0)(f / f_0)^\beta; \quad S'(f) = S'(f_0)F'(f),$$

где  $F'(f)$  — безразмерная функция формы спектральной плотности. Тогда (3) можно переписать в виде

$$q = q(f_0, R, \mu, \alpha, \gamma, \beta) = q_0(\mu, f_0, R)F_1(\mu, \gamma)F_2(\mu, \alpha, \beta). \quad (4)$$

Здесь

$$q_0(\mu, f_0, R) = \frac{P_0 G(f_0) \sigma(f_0) S_a}{(4\pi)^2 R^4 k T_n(f_0) \mu f_0};$$

$$F_1(\mu, \gamma) = \frac{1}{2^{\gamma-1}} \frac{(\gamma-1)\mu}{(2-\mu)^{1-\gamma} - (2+\mu)^{1-\gamma}};$$

$$F_2(\mu, \alpha, \beta) = \frac{1}{\mu} \int_{-\infty}^{+\infty} |F'(x)|^2 x^{\alpha+\beta} dx;$$

$$x = f / f_0; \quad P_0 = \mu^2 f_0^\alpha |S'(f_0)|^2.$$

Рассмотрим физический смысл сомножителей в (4). Первый из них представляет собой отношение сигнал-шум на средней частоте сигнала. Второй учитывает зависимость от показателя  $\mu$  и модели помехи, задаваемой с помощью значения  $\gamma$ . Третий характеризует зависимость от конкретного вида модели сигнала, площади ЭПР цели и конструкции антенны.

## Различия между классическим и полученным уравнениями радиолокации

Для проведения численных расчетов выберем такую вещественную модель СШП-сигнала:

$$E_0(T) = (-1)^n (1 - |2T - 1|) \sin(2\pi n T) \Theta(T);$$

$$S'(F) = \frac{1}{\pi^2} (1 - (-1)^n \cos \pi F) \frac{nF}{(F^2 - n^2)^2};$$

$$\Theta(T) = \eta(T) - \eta(T-1); \quad T = t / \tau; \quad F = f\tau; \quad N = 2n,$$

где  $\eta(T)$  — функция Хевисайда;  $T, F, N$  — безразмерные время, частота и количество лепестков СШП-сигнала соответственно. Для простоты положим  $\alpha = 0$ .

Величина  $q/q_0$ , зависящая от  $\mu, \alpha, \beta$  и  $\gamma$ , показывает степень отличия результатов, полученных при использовании (4), от аналогичных результатов, вычисленных с помощью (1). Ее значения для разных  $\mu$  и  $\beta$  даны в таблице. Видно, что для узкополосных сигналов

$\beta$	$q/q_0$ при $\mu$ , равном								
	0,1	0,3	1,0	1,3	1,6	1,7	1,8	1,9	1,99
0	1,00	0,96	0,60	0,38	0,22	0,12	0,07	0,02	0,01
1	1,00	0,88	0,50	0,32	0,19	0,10	0,06	0,02	0,01
2	1,00	0,81	0,40	0,27	0,16	0,08	0,05	0,02	0,01

( $\mu \ll 1$ ) различие несущественно. Для СШП-сигналов ( $1 \leq \mu < 2$ ) с ростом  $\mu$  значение  $q/q_0$  резко уменьшается. Отметим, что  $q/q_0$  не зависит от  $f_0$ . Приведенные уравнения не учитывают искажения радиосигналов при распространении к цели и обратно.

При прохождении сигналов через атмосферу, ионосферу и космическое пространство дисперсионные эффекты, обусловленные зависимостью фазовой скорости, показателя поглощения и характера рассеяния на случайных неоднородностях электронной концентрации от

частоты, могут стать значительными [3 — 6]. Этот вопрос требует отдельного рассмотрения.

## Выводы

1. Классическое уравнение радиолокации обобщено для случая радиозондирования распределенных целей с использованием СШП-сигналов.

2. Приведены простые численные модели частотной зависимости параметров, входящих в уравнение радиолокации для радиозондирования околоземного и космического пространств.

3. На примере конкретной модели СШП-сигнала показаны существенные различия между классическим и полученным уравнениями радиолокации, зависящие от показателя широкополосности сигнала.

**Список литературы:** 1. Хармут Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. М.: Радио и связь, 1985. 376 с. 2. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989. 192 с. 3. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Дисперсионные искажения сверхширокополосных радиосигналов в неоднородных плазменных средах // 6-я Междунар. Крым. конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", Севастополь, 16 — 19 сент. 1996 г.: Материалы конф. Севастополь, 1997. С. 404 — 406. 4. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Особенности распространения сверхширокополосных сигналов в атмосфере и магнитосфере Земли // 4-я Крым. конф. и выст. "СВЧ-техника и спутниковый прием", Севастополь, 26 — 28 сент. 1994 г.: Материалы конф. Севастополь, 1994. Т.1. С. 123 — 124. 5. Лазоренко О.В. Аналитические модели сверхширокополосных сигналов и численное моделирование искажений их формы и спектрального состава // Межвуз. конф. "Применение персональных компьютеров в научных исследованиях и учебном процессе", Харьков, 23 — 25 янв. 1996 г.: Материалы конф. Х., 1996. С. 30. 6. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Численное моделирование дисперсионных искажений сверхширокополосных сигналов в плазменных средах // Там же. С. 31.

*Поступила в редколлегию 04.07.97*

## АНАЛИЗ МЕТОДА АВТОФОКУСИРОВКИ АНТЕННЫ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ КОГЕРЕНТНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ПЕРЕДАЧУ ПО МНОГИМ ЦЕЛЯМ С РАВНЫМИ ЭФФЕКТИВНЫМИ ПЛОЩАДЯМИ РАССЕЯНИЯ

### Постановка задачи

Антенна многопозиционной когерентной радиолокационной системы (МПКРЛС) рассматривается как сверхкрупноапертурная сильно разреженная фазированная антенная решетка. Ее элементами являются антенные модули, расположенные на отдельных позициях. Апертура модулей имеет достаточно малые размеры, причем такие, что допускается их принудительная фокусировка, при которой влиянием турбулентности атмосферы можно пренебречь. Диаграмма направленности антенного модуля оказывается, соответственно, настолько широкой, что в ее пределы попадает несколько (группа) целей или протяженная цель с разрешаемыми элементами. Поэтому автофокусировку общей антенны МПКРЛС приходится осуществлять по такой групповой или протяженной цели. Если первоначально облучить групповую цель широким лучом, например лучом антенного модуля, принять отраженную волну общей антенной, сформировать комплексно-сопряженное поле и излучить его в обратном направлении, то на передачу сформируется столько узких лучей, сколько целей было облучено. Общая антенна, по существу, оказывается сфокусированной, но при этом происходит дробление энергии, что не всегда допускается. Кроме того, для фокусировки общей антенны на прием требуется одиночный точечный объект (цель). Поэтому возникает проблемная задача формирования одного луча на передачу и прием при первоначальном облучении наблюдаемой группы целей широким лучом.

Известный метод Уотерса — метод автофокусировки антенны на передачу при облучении многих целей (или протяженной цели) широким лучом\* — предусматривает формирование одного луча на передачу после многократного приема и переизлучения комплексно-сопряженного поля. При этом, однако, предполагается, что одна из

\* Уотерс В.М. Адаптивное формирование радиолокационной опорной точки (маяка) // Зарубеж. радиоэлектроника, 1971, № 7. С. 29 — 45.

целей, входящих в состав облучаемой группы, отличается по эффективной площади рассеяния (ЭПР) от всех остальных. В реальных условиях могут возникать естественные и искусственные ситуации, когда цели в составе наблюдаемой группы (элементы протяженной цели) имеют равные ЭПР. Например, стабилизированные цели типа приглушенного конуса, конуса-сферы,двигающиеся по параллельным траекториям в радиальном направлении по отношению к локатору, могут обладать практически равными ЭПР. Группа целей может быть закамуфлирована надутыми сферами с металлизированным покрытием. Могут быть также созданы специальные многоэлементные дефокусирующие цели, состоящие из металлизированных надутых шаров и соединенные фалами. Протяженные цели могут иметь в своем составе в определенные моменты времени два и более элементов с одинаковыми ЭПР и др. Метод Уотерса в таком виде, в каком он опубликован, ненадежен для локаторов военного назначения. В связи с этим возникает практическая необходимость в дополнительном анализе метода и распространения его возможностей на общий случай, когда ЭПР группы целей или элементов протяженной цели оказываются равными между собой. Рассмотрим общий случай формирования одного узкого луча на передачу при первоначальном облучении широким лучом группы целей (элементов цели), имеющих строго равные ЭПР.

#### **Алгоритм обработки волнового поля при автофокусировке антенны на передачу по многим целям**

По физической сущности метод Уотерса является методом нелинейной обработки волнового поля в точках расположения каждой цели, входящей в состав первоначально облучаемой группы. Обработка осуществляется в течение нескольких циклов — облучение, прием поля, формирование комплексно-сопряженного поля, излучение его в обратном направлении. При этом напряженность поля у каждой цели в текущем цикле умножается на напряженность поля, создаваемую в предыдущем цикле. Каждая цель, облученная в предыдущем цикле, создает свое элементарное волновое поле в текущем цикле. Уровень его напряженности определяется парциальной диаграммой направленности антенны на передачу. В результате оказывается, что каждая цель в текущем цикле находится в главном лепестке парциальной диаграммы направленности антенны собственного поля и одновременно в боковых лепестках парциальных диаграмм направленности (элементарных полей) сторонних целей. Соответственно определяется напряженность интерференционного поля у каждой цели с учетом амплитуд и фаз элементарных полей.

Если цели расположены симметрично относительно нормали к антенне, приложенной в точке расположения ее фазового центра, то после многократного переизлучения может формироваться на передачу не один луч, а столько лучей, сколько целей обладает свойством симметрии. Однако если цели расположены не строго симметрично (сдвинуты, например, на величину  $0,01\delta l$ , где  $l$  — ширина парциальной диаграммы антенны), то всегда формируется один луч на передачу. Один луч формируется и в том случае, если цели расположены строго симметрично, но измерение фазы отраженного сигнала в когерентном детекторе осуществляется с учетом влияния собственных шумов приемных каналов.

Таким образом, подтверждаемый при машинном эксперименте факт образования одного луча на передачу при равных ЭПР целей, входящих в состав первоначально облучаемой группы целей, находит физическое обоснование.

Математическое описание процесса автофокусировки антенны по схеме, принятой в радиолокации, сводится к следующему. Рассмотрим случай, когда цели расположены в плоскости  $xOy$ , а приемные элементы антенны — в плоскости  $\mu O_1 v$ . Плоскость восстановленного изображения, или плоскость фокусировки, обозначим через  $\xi O_2 \eta$ . Плоскость расположения антенны удалена от плоскости расположения целей и плоскости фокусировки на расстояние  $R_0$  и  $r_0$  соответственно. Для упрощения примем, что цели с общим числом  $K$  расположены на прямой  $Ox$ , а элементы антенны с общим числом  $N$  расположены на окружности с радиусом  $\rho = L_r/2$ , где  $L_r$  — размер апертуры антенны.

Обозначим через  $U(k, m)$  комплексное поле, отраженное целью с координатой  $x_k$  ( $k = 1, \dots, K$ ) после  $m$ -го облучения. Отражающие свойства цели будем характеризовать амплитудой  $A_k$  этого поля. Положим, что после первого облучения целей широким лучом  $\text{Re}\{u(k, 0)\} = A_k = 1$ ;  $\text{Im}\{u(k, 0)\} = 0$ . Фазовый сдвиг отраженного сигнала в  $n$ -м приемном элементе, обусловленный влиянием турбулентности атмосферы, обозначим через  $\varphi_{an}$  ( $n = 1, \dots, N$ ). Амплитуду и фазу собственного шума приемника или активной шумовой помехи, соответствующего  $n$ -му элементу антенны, обозначим через  $A_{Nn}$  и  $\varphi_{Nn}$  соответственно. Оператор, определяющий набег фазы сигнала при прохождении пути от  $x$ -й цели до  $n$ -го элемента и соответствующее изменение поля, обозначим через  $Q(k, n)$ . Тогда можно записать:

$$Q(k, n) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R_0^2 + (\mu_n - x_k)^2 + v_n^2} + j\varphi_a\right),$$

где  $(\mu_n, v_n) = \rho \left(\cos \frac{2\pi}{N} n, \sin \frac{2\pi}{N} n\right)$ ;  $\lambda$  — длина волны.

Оператор  $H(n)$ , определяющий влияние собственных шумов приемника или шумовой помехи, представим выражением

$$H(n) = A_{Nn} \exp(j\varphi_{Nn}).$$

Напряженность поля на входе  $n$ -го элемента антенны перед его  $m$ -м переизлучением (радиоголограмма)

$$U_n(m) = \sum_{k=1}^K U(k, m-1) Q(k, m) + H(m).$$

Комплексно-сопряженное поле после  $m$ -го переизлучения на апертуре антенны

$$U_n^*(m) = \sum_{k=1}^K U^*(k, m-1) Q^*(k, m) + H^*(m).$$

Комплексное поле в точке расположения  $k$ -го элемента цели

$$U(k, m) = \sum_{n=0}^{N-1} U_n^*(m) Q(k, n).$$

Диаграмма направленности антенны на передачу после  $m$ -го цикла переизлучения определяется как модуль от этого выражения:

$$|U(k, m)| = \sqrt{\operatorname{Re}^2\{U(k, m)\} + \operatorname{Im}^2\{U(k, m)\}}. \quad (1)$$

Поле в плоскости фокусировки после  $(m-1)$ -го переизлучения описывается соотношением

$$U(\xi, \eta) = \sum_{n=0}^{N-1} U_n(m-1) \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{r_0^2 + (\mu_n - \xi)^2 + (v_n - \eta)^2}\right]$$

Тогда восстановленное изображение или парциальные диаграммы направленности антенны по числу целей, входящих в первоначально облучаемую группу, определяются как модуль напряженности поля в этой плоскости:

$$|U(\xi, \eta)| = \sqrt{\operatorname{Re}^2 \{U(\xi, \eta)\} + \operatorname{Im}^2 \{U(\xi, \eta)\}}. \quad (2)$$

### Результаты машинного эксперимента

Машинный эксперимент проводился при условии, что отдельные цели, входящие в состав первоначально облучаемой группы, имеют строго равные ЭПР. Результаты моделирования показали, что качество автофокусировки зависит от следующих факторов: общего количества целей в составе группы, их взаимного расположения, количества приемных элементов антенны (антенных позиций) и отношения сигнал-помеха в приемных каналах при измерении фазы отраженных сигналов. Однако для отыскания многомерного скалярного функционала, описывающего в аналитическом виде форму диаграммы направленности антенны на передачу в зависимости от числа переизлучений и с учетом влияния этих факторов, еще не достаточно экспериментальных данных. Тем не менее установлено, что после 5 — 15 периодов локации всегда выделяется один максимум (главный лепесток) в наборе парциальных диаграмм направленности антенны МПКРЛС на передачу, формируемых по числу первоначально облучаемых целей. Побочные максимумы (боковые лепестки), соответствующие направлениям на сторонние цели, имеют уровень 0,1 ... 0,3 по отношению к уровню главного максимума (лепестка).

В отдельных случаях, которые крайне редки, уровень боковых лепестков может возрасти до 0,6 ... 0,8 по отношению к уровню главного лепестка, а время его выделения (время автофокусировки) может составлять 30 — 50 периодов локации. Однако незначительное ( $0,01\delta l$ ) изменение расстояния между целями (например, за счет естественного движения) приводит к тому, что уровень боковых лепестков оказывается приемлемым, а время автофокусировки составляет 5 — 15 периодов локации.

Собственные шумы приемников приводят к флуктуациям напряженности поля, в том числе в точках расположения цели, относительно того уровня, когда шумы отсутствуют. Соответственно флуктуируют парциальные диаграммы направленности. Дисперсия этих флуктуаций зависит от отношения сигнал-шум. Собственные шумы приемника и активные помехи способствуют выходу системы из стационарного состояния, которое возникает при симметричном распо-

ложении целей. Поэтому на передачу всегда формируется один луч с приемлемым уровнем боковых лепестков и за приемлемое время автофокусировки.

Рассмотрим иллюстративный материал. В парциальных диаграммах направленности антенны на передачу показана динамика формирования одного максимума на примере автофокусировки антенны по трем целям. Рис. 1, *а* отвечает числу переизлучений  $m = 1$ , рис. 1, *б* —  $m = 2$ , рис. 1, *в* —  $m = 8$ .

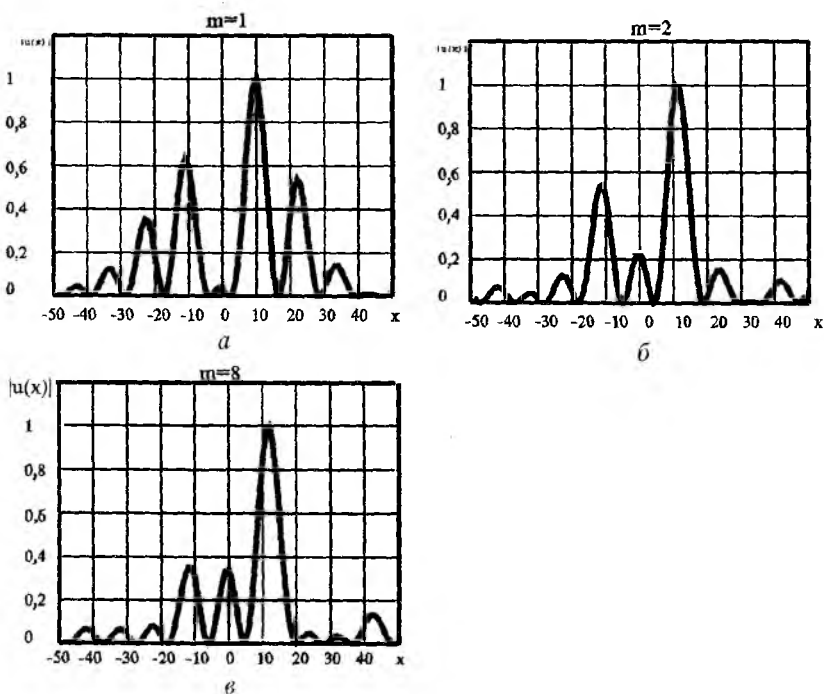


Рис. 1

Характерны зависимости напряженности поля от числа переизлучений каждой из трех (рис. 2, *а*) и двенадцати (рис. 2, *б*) целей, входящих в состав первоначально облучаемой группы. На рис. 3 для сравнения представлена первоначальная парциальная диаграмма направленности антенны МПКРЛС на прием для случая автофокусировки

ровки антенны на передачу по трем целям, когда метод Уотерса не применим.

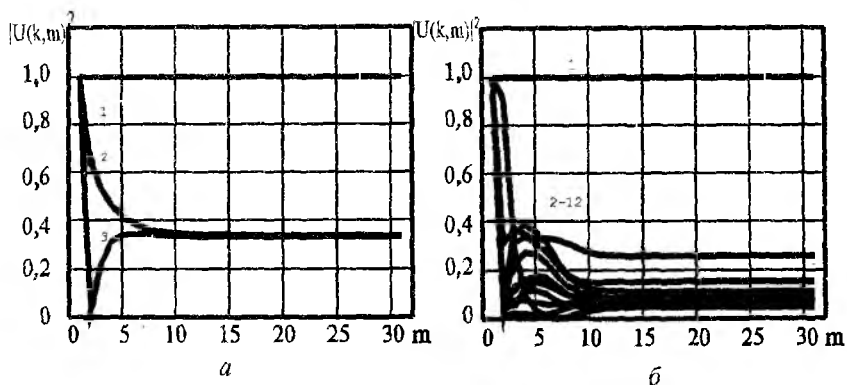


Рис. 2

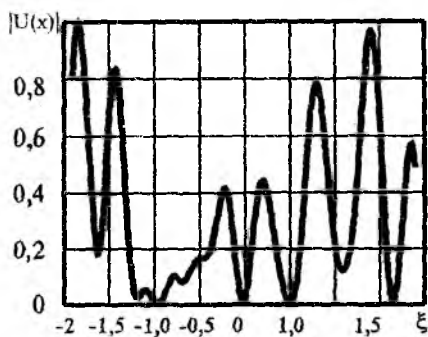


Рис. 3

### Заклучение

1. Исследован известный метод автофокусировки антенны на передачу по многим целям (метод Уотерса) для более общего случая, когда все цели имеют строго равные ЭПР. Установлено, что в этом

случае всегда формируется один луч на передачу. Уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны МПКРЛС на передачу оказывается приемлемым для практики и равен 0,2 ... 0,5 от уровня главного лепестка, а время его формирования составляет 5 — 15 периодов локации.

2. Метод Уотерса в случае равных и не равных ЭПР целей позволяет исключить дробление общей энергии зондирующего сигнала и сосредоточить ее в основном на одной цели, входящей в состав первоначально облучаемой группы целей.

3. Возможность формирования одного лепестка диаграммы направленности антенны на передачу при автофокусировке по многим целям позволяет облучать только одну цель из первоначально облучаемой группы и по ней в дальнейшем сфокусировать антенну на прием.

*Поступила в редколлегию 05.03.97*

## КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ АВТОФОКУСИРОВКИ АНТЕННЫ РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА ПРИЕМ ПО ОДИНОЧНОЙ ЦЕЛИ С ОЦЕНКОЙ ЕЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ В УСЛОВИЯХ ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНЫХ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ

### Постановка задачи

В работе [1] изложена идея сглаживания фазового фронта волны по непрерывному пространству элементов антенны. Фазовые значения сигнала в каждом элементе считаются известными, однако алгоритм их отыскания не приведен. В работах [2; 3] задача автофокусировки антенны решается как задача обнаружения цели с определением ее местоположения в условиях фазовых искажений. При этом для решения задачи автофокусировки необходимо решить систему нелинейных интегральных уравнений, что достаточно сложно. Кроме того, необходимо задать корреляционные свойства поля, которые в реальных условиях остаются неизвестными.

В ряде работ [4 и др.] синтезированы достаточно простые алгоритмы измерения координат целей в условиях фазовых искажений. Однако данные алгоритмы оптимальны лишь в случае, если эти искажения малы, что на практике может не выполняться.

Рассмотрим простой алгоритм, основанный на сглаживании радиоголограммы (зарегистрированного поля) по пространству элементов антенны, не требующий задания априори корреляционных свойств амплитуды и фазы сигнала. На уровень фазовых искажений никаких ограничений не накладывается. В алгоритме сохраняется основная оптимальная операция — сглаживание поля, зарегистрированного в каждом приемном элементе. При этом в процессе голографической обработки (регистрация радиоголограммы и восстановление изображения) применяются формулы Френеля — Кирхгофа, которые содержат только одну переменную, подлежащую определению. Ею является местоположение цели. В этом случае не требуется определять нулевую, первую и вторую производные от фазы сигнала. Алгоритм, таким образом, естественным образом вписывается в схему голографической обработки волнового поля и оперирует с реальными сигналами.

## Алгоритм автофокусировки антенны на прием по одиночной точечной цели

Рассматривается случай, когда наблюдаемая цель, одиночная и точечная, расположена в зоне Френеля. После облучения цели зарегистрированное на апертуре поле отраженной волны представляет собой искаженную радиоголограмму точечной цели. Ее можно сгладить методом наименьших квадратов, если в качестве сглаживающей функции использовать неискаженную радиоголограмму. Незвестными параметрами, подлежащими определению, при этом являются пространственные координаты цели (две угловые координаты и дальность). Найденные в результате вычислений пространственные координаты цели дают сглаженную радиоголограмму, по которой восстанавливается изображение цели, т.е. трехмерная диаграмма направленности антенны на прием.

Известная модель искаженного турбулентной средой поля предусматривает представление фазы отраженного сигнала полиномом второй степени [1]. Это требует отыскания 12 параметров (по каждой пространственной координате четыре параметра — нулевая, первая и вторая производные и местоположение). При этом не учитывается влияние шумов.

Пусть в плоскости  $xOy$ , удаленной от плоскости расположения антенны  $\mu O_1\nu$  на расстояние  $R_0$ , расположена точечная цель с координатами  $(x_0; y_0)$ . Плоскость фокусировки или плоскость восстановленного изображения цели  $\xi O_2\eta$  удалена от плоскости расположения элементов антенны на расстояние  $R_0 + \Delta R$ , где  $\Delta R$  — погрешность целеуказания по дальности. Рассмотрим апертуру с расположением элементов по кольцу с радиусом  $L/2$ , где  $L$  — общий размер апертуры. Координаты каждого элемента апертуры определяются выражением

$$(\mu_n, \nu_n) = \frac{L}{2} \left( \cos \frac{2\pi}{N} n, \sin \frac{2\pi}{N} n \right).$$

Здесь  $N$  — общее число элементов,  $N = 20 \dots 100$ ;  $n = 0 \dots N$ . Шумовую помеху будем характеризовать амплитудой  $A_{шн}$  и фазой  $\varphi_{шн}$ , а мультипликативную помеху, обусловленную влиянием турбулентности атмосферы, — фазой  $\varphi_{ан}$ . Тогда зарегистрированную радиоголограмму можно представить полем на апертуре в комплексном виде:

$$U(\mu_n, \nu_n) = A_0 e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R_0^2 + (\mu_n - x_0)^2 + (\nu_n - y_0)^2} + j\varphi_{an}} + H(n),$$

где  $A_0$  — амплитуда сигнала;  $\lambda$  — длина волны;  $H(n) = A_{\text{шн}} \exp \varphi_{\text{шн}}$ . Сглаженную радиоголограмму опишем выражением

$$\begin{aligned} U_{c2}(\mu_n, \nu_n, dR, dx, dy) = \\ = A_0 e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(R_0 + dR)^2 + (\mu_n - x_0 - dx)^2 + (\nu_n - y_0 - dy)^2}}. \end{aligned}$$

Здесь  $dR, dx, dy$  — координаты местоположения, подлежащие определению в процессе оптимизации. Для сглаживания радиоголограммы применим метод наименьших квадратов. Для этого составим функцию близости, или норму разности между зарегистрированной радиоголограммой и сглаживающей радиоголограммой, и найдем их максимальное значение по неизвестным параметрам — координатам местоположения цели. Условие максимума в этом случае принимает вид:

$$\begin{aligned} & \|U(\mu_n, \nu_n) - U_{c2}(\mu_n, \nu_n, dR, dx, dy)\| = \\ & = \sum_{n=0}^{N-1} |U(\mu_n, \nu_n) - U_{c2}(\mu_n, \nu_n, dR, dx, dy)|^2 \Rightarrow \max_{dR, dx, dy} \end{aligned}$$

Составим эквивалентную систему нелинейных уравнений:

$$\begin{aligned} f_1(\cdot) &= \sum_{n=0}^{N-1} |U(\cdot) - U_{c2}(\cdot)| \frac{\partial}{\partial dR} U_{c2}(\cdot) = 0; \\ f_2(\cdot) &= \sum_{n=0}^{N-1} |U(\cdot) - U_{c2}(\cdot)| \frac{\partial}{\partial dx} U_{c2}(\cdot) = 0; \\ f_3(\cdot) &= \sum_{n=0}^{N-1} |U(\cdot) - U_{c2}(\cdot)| \frac{\partial}{\partial dy} U_{c2}(\cdot) = 0. \end{aligned}$$

Решать эту систему будем методом Ньютона. Для этого организуется итерационный процесс. На  $(p+1)$ -м шаге итерации

$$\begin{pmatrix} dR^{p+1} \\ dx^{p+1} \\ dy^{p+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} dR^p \\ dx^p \\ dy^p \end{pmatrix} - \frac{1}{\det W^p} \begin{pmatrix} a_{11} & -a_{12} & a_{13} \\ -a_{21} & a_{22} & -a_{23} \\ a_{31} & -a_{32} & -a_{33} \end{pmatrix};$$

$$W^p = \begin{pmatrix} \frac{\partial f_1^p(\cdot)}{\partial dR} & \frac{\partial f_1^p(\cdot)}{\partial dx} & \frac{\partial f_1^p(\cdot)}{\partial dy} \\ \frac{\partial f_2^p(\cdot)}{\partial dR} & \frac{\partial f_2^p(\cdot)}{\partial dx} & \frac{\partial f_2^p(\cdot)}{\partial dy} \\ \frac{\partial f_3^p(\cdot)}{\partial dR} & \frac{\partial f_3^p(\cdot)}{\partial dx} & \frac{\partial f_3^p(\cdot)}{\partial dy} \end{pmatrix},$$

где  $a_{11}, \dots, a_{33}$  — элементы обратной матрицы  $(W^p)^{-1}$ . В результате вычислений на  $(p+1)$ -м шаге итерации получим значения искомым параметров  $dR_{opt} = dR^{p+1}$ ,  $dy_{opt} = dy^{p+1}$ ,  $dx_{opt} = dx^{p+1}$ . Сглаженной радиоголограмме соответствует сглаженное значение фазы отраженного сигнала. Отклонение фазы отраженного сигнала, измеренной в каждом приемном элементе, от ее сглаженного значения определяется выражением

$$\Delta\psi_n = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R_0^2 + (\mu_n - x_0)^2 + (v_n - y_0)^2} + \varphi_{an} - \\ - \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(R_0 + dR_{opt})^2 + (\mu_n - x_0 - dx_{opt})^2 + (v_n - y_0 - dy_{opt})^2}.$$

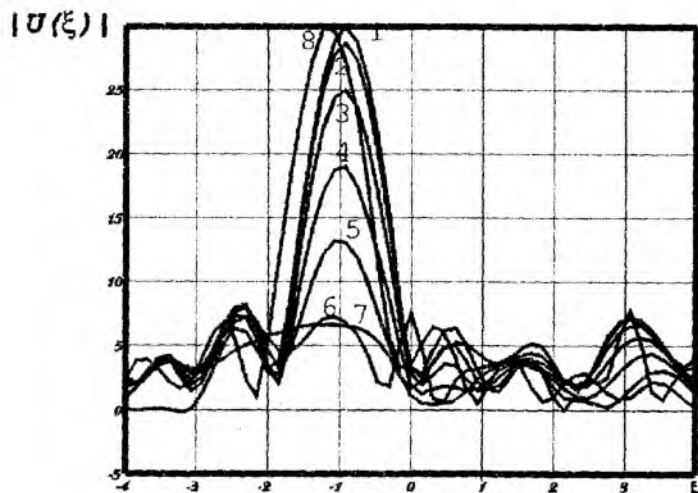
Трехмерная диаграмма направленности антенны на прием после автофокусировки, или изображение объекта, восстановленное по зарегистрированной радиоголограмме, определяется выражением

$$\begin{aligned} |u(r, \xi, \eta)| = A_0 \left| \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R_0^2 + (\mu_n - x_0)^2 + (v_n - y_0)^2} + j\varphi_{an} - j\Delta\psi_n} \times \right. \\ \left. \times e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(R_0 - r)^2 + (\mu_n - \xi)^2 + (v_n - \eta)^2}} \right|, \end{aligned}$$

где  $r, \xi, \eta$  — пространственные координаты цели.

## Результаты машинного эксперимента

Результаты эксперимента отражены на рисунке, где показаны одномерные диаграммы направленности антенны на прием: неискаженная (кривая 1), искаженные (кривые 2-7) и восстановленная (кривая 8). Флуктуации фаз отраженного сигнала принимались в элементарных каналах независимыми и равномерно распределенными в задаваемых пределах. Флуктуации амплитуды шумов считались нормально распределенными, а флуктуации фазы — равномерно распределенными в пределах  $0 \dots 2\pi$ . Для искаженных диаграмм направленности 2-7 пределы изменения принимались от  $0 \dots 1$  до  $0 \dots 6$  рад, а отношение сигнал-шум — 6, 5, 4, 3, 2, 1 соответственно. Максимальная погрешность измерения местоположения цели во всех случаях не превышала половины ширины сфокусированной диаграммы направленности. Из приведенных графиков видно, что при фазовых искажениях в пределах 1 рад и большом отношении сигнал-шум турбулентность среды практически не влияет на форму диаграммы направленности антенны.



## Заключение

1. Предложен алгоритм автофокусировки антенны радиолокационной системы на прием. Алгоритм основан на сглаживании радиолограммы, искаженной турбулентной атмосферой и собственными шумами приемников. Сглаживание осуществляется по методу наименьших квадратов и по пространству приемных каналов, расположенных на отдельных антенных позициях.

2. Предложенный алгоритм обеспечивает приемлемую для практики точность определения местоположения (угловых координат и дальности) реальной точечной цели по данным целеуказания от грубого локатора.

**Список литературы:** 1. Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. М.: Радио и связь, 1983. 218 с. 2. Жулина Ю.В. Компенсация фазовых искажений в пространственных апертурах // Радиотехника и электрон. 1983. № 28, вып. 9. С. 12 — 13. 3. Измерение угловых координат и дальности по фазовому фронту / П.А. Бакут, В.А. Логинов, В.И. Мандровов, И.Н. Троицкий // Там же. 1977. № 20, вып.5. С. 16 — 19. 4. Скворцов Т.А., Довнарвич Л.А. Совместное обнаружение и измерение координат источника излучения, находящегося в зоне Френеля антенной решетки // Радиотехника. 1986. Вып. 78. С. 87 — 93.

*Поступила в редколлегию 05.03.97*

## **КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ АВТОФОКУСИРОВКИ АНТЕННЫ РАДИОГООЛОГРАФИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА ПРИЕМ ПО МНОГИМ ЦЕЛЯМ В УСЛОВИЯХ ВЛИЯНИЯ АДДИТИВНЫХ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ПОМЕХ**

### **Постановка задачи**

В работе [1] предлагается неоптимальный, в смысле максимума отношения правдоподобия, алгоритм автофокусировки антенны по многим целям. Для этого вначале методом Уотерса [2] формируется один луч на передачу, направленный на одну из целей, первоначально подсвечиваемых широким лучом. Данная цель затем используется в качестве опорной для фокусировки антенны на прием. Атмосферные искажения компенсируются полностью, путем инвертирования фазы в каждом приемном элементе и добавления ее к фазе отраженного сигнала. После этого антенна готова к приему сигналов от многих целей или от элементов протяженной цели. Однако при такой обработке теряется информация о местоположении опорной цели, поскольку фазовый фронт оказывается строго параллельным апертуре антенны. Опорная цель как бы находится в направлении нормали к антенне. Введенные искусственно в каждый приемный канал фазовые добавки приводят к тому, что при приеме сигналов от многих целей их координаты измеряются относительно координат опорной цели, которые в реальных условиях неизвестны. Пространственные координаты многих целей измеряются относительно нормали к антенне.

Нами предлагается и анализируется квазиоптимальный алгоритм, который сохраняет основную операцию оптимальной обработки (сглаживание по пространству элементов антенны) и в то же время позволяет измерить координаты опорной цели, выделенной методом Уотерса, и по ней осуществить автофокусировку антенны на прием путем сглаживания радиоголограммы по пространству антенных элементов и в условиях влияния аддитивных помех. Далее впервые представлен анализ процесса автофокусировки антенны на прием по многим целям с использованием метода Уотерса для общего случая, когда все цели или элементы протяженной цели имеют строго равные эффективные площади рассеяния (ЭПР).

## Алгоритм автофокусировки антенны на прием по многим целям

Рассмотрим случай, когда цели расположены в некоторой плоскости  $xOy$ , а приемные элементы антенны — в плоскости  $\mu O_1v$ . Расстояние между этими плоскостями равно  $R_0$ . Плоскость восстановленного изображения, или плоскость фокусировки, обозначим через  $\xi O_2\eta$ . Она удалена от плоскости расположения элементов антенны на расстояние  $r_0$ . Для упрощения положим, что  $K$  целей, входящих в состав группы, которая облучается широким лучом, расположены на прямой  $Ox$ . Считаем, что элементы антенны с общим числом  $N$  расположены по окружности с радиусом  $L/2$ , где  $L$  — размер апертуры антенны. Обозначим через  $U(k, m)$  комплексное поле, отраженное от цели с координатой  $x_k$  после  $m$ -го облучения. Отражающие свойства цели будем характеризовать амплитудой этого поля  $A_k$ . Положим, что после первого облучения целей широким лучом  $\operatorname{Re}\{U(k, 0)\} = A_k = 1$ ;  $\operatorname{Im}\{U(k, 0)\} = 0$ . Фазовый сдвиг отраженного сигнала в  $n$ -м приемном элементе, обусловленный влиянием турбулентности атмосферы, обозначим через  $\varphi_{atn}$  ( $n = 1, \dots, N$ ). Амплитуду и фазу собственного шума приемника, соответствующего  $n$ -му элементу антенны, обозначим через  $A_{Nn}$  и  $\varphi_{Nn}$  соответственно. Оператор, определяющий набег фазы сигнала при прохождении пути от  $k$ -й цели до  $n$ -го элемента антенны и соответствующее изменение поля, обозначим через  $Q(k, m)$ . Тогда получим:

$$Q(k, m) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R_0^2 + (\mu_n - x_k)^2 + v_n^2} + j\varphi_{atn}\right),$$

где  $(\mu_n, v_n) = \frac{L}{2} (\cos \frac{2\pi}{N} n, \sin \frac{2\pi}{N} n)$ ;  $\lambda$  — длина волны.

Оператор  $H(n)$ , определяющий влияние собственных шумов приемника или шумовой помехи, представим выражением

$$H(n) = A_{Nn} \exp(j\varphi_{Nn}).$$

Напряженность поля на входе  $n$ -го элемента антенны перед его  $m$ -м переизлучением, или зарегистрированную радиоголограмму, определим так:

$$U_n(m) = \sum_{k=1}^K U(k, m-1) + H(n).$$

Комплексное поле в точке расположения  $k$ -й цели описывается выражением

$$U(k, m) = \sum_{n=1}^K U_n^*(m) Q^*(k, n).$$

Диаграмма направленности антенны на передачу после  $m$ -го цикла переизлучения определяется как модуль этого выражения. Поле в плоскости фокусировки после  $(m-1)$ -го переизлучения описывается равенством

$$U(\xi, \eta) = \sum_{n=0}^{N-1} U_n(m-1) e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{r_0^2 + (\mu - \xi)^2 + (\vartheta_n - \eta)^2}}$$

Соответственно, восстановленное изображение (парциальные диаграммы направленности антенны по числу целей, входящих в первоначально облученную группу), определяется как модуль этого выражения.

В результате автофокусировки антенны по многим целям с равными ЭПР на передачу формируется столько лучей, сколько целей входит в состав первоначально облучаемой группы. Однако напряженности поля в каждом парциальном луче и у каждой цели оказываются различными. Нормированная напряженность поля у одной из целей всегда равна единице, а у остальных — меньше единицы (0,2 ... 0,6, в зависимости от их взаимного расположения, уровня шумов, числа переизлучений комплексно-сопряженного поля и др.). Значения напряженности поля у каждой цели рассматриваются как исходные данные для автофокусировки антенны на прием. Одна цель с координатой  $(x_k^*)$ , у которой напряженность поля равна единице, является опорной, или маяком. По ней осуществляется автофокусировка антенны на прием в условиях влияния остальных целей и собственных шумов приемника.

Пусть опорная цель имеет координаты  $(x_k = x_0, R_0)$ . Положим, что сглаженному волновому фронту соответствует некоторая условная цель с координатами  $(x_0 + dx, R_0 + dR)$ , близкими к координатам опорной цели. Тогда для каждого элемента антенны можно определить случайную фазовую добавку, обусловленную влиянием турбулентности атмосферы, как разность между фазой отраженного сигнала

ла и фазой, соответствующей сглаженному волновому фронту. Эта добавка с отрицательным знаком вводится в фазу отраженного сигнала. Принимается, что атмосфера остается неизменной в течение времени автофокусировки (5 — 50 периодов локации). Учетное таким образом влияние турбулентности атмосферы позволяет сфокусировать антенну на прием. В частности, представляется возможным наблюдать все цели, входящие в состав первоначально облучаемой группы, по которой осуществлялась автофокусировка антенны на передачу, или наблюдать элементы протяженной цели. С учетом этого напряженность поля на входе  $n$ -го элемента антенны после  $m$  циклов переизлучения (зарегистрированная радиоголограмма) определяется выражением

$$U_n(m) = \sum_{k=1}^K U(k, m) e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R_0^2 + (\mu_n - x_k)^2 + 9_n^2} + j\varphi_{atn}} + H(n).$$

В качестве сглаживающей функции или сглаживающей радиоголограммы выберем выражение

$$U_{n.czл}(m, dR, dx) = |U_n(m)| e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(R_0 + dR)^2 + (\mu_n - x_0 - dx)^2 + v_n^2}}.$$

Для сглаживания радиоголограммы применим метод наименьших квадратов. Для этого составим функцию близости, или норму разности между зарегистрированной и сглаживающей радиоголограммами, и найдем их максимальное значение по неизвестным параметрам, определяющим местоположение опорной цели. Условие максимума в этом случае принимает вид

$$\|U_n(m) - U_{n.cz}(m, dR, dx)\| = \sum_{n=0}^{N-1} |U_n(m) - U_{n.cz}(m, dR, dx)|.$$

Составим эквивалентную систему нелинейных уравнений:

$$\sum_{n=0}^{N-1} [U_n(m) - U_{n.cz}(m, dR, dx)] \frac{\partial}{\partial dR} U_{n.cz}(m, dR, dx) = 0;$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} [U_n(m) - U_{n.cz}(m, dR, dx)] \frac{\partial}{\partial dx} U_{n.cz}(m, dR, dx) = 0.$$

В результате ее решения методом Ньютона получим значения искомых переменных  $dR_{opt}$ ,  $dx_{opt}$ , характеризующих местоположение опорной цели по пространственной координате и дальности. Сглаженное значение фазы сигнала в  $n$ -м приемном элементе, соответствующее сглаженному фазовому фронту, находится по формуле

$$\varphi_{n.cz}(m) = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(R_0 + dR_{opt})^2 + (\mu_n - x_0 - dx_{opt})^2 + v_n^2}.$$

Разность фаз между мгновенным значением фазы и ее сглаженным значением в  $n$ -м приемном элементе

$$\Delta\Psi_n(m) = \text{Arg}U_n(m) - \varphi_{n.cz}(m),$$

где

$$\text{Arg}U_n(m) = \text{arctg} \frac{\sum_{k=1}^K U(k, m) \text{Im}Q(k, n) + \text{Im}H(n)}{\sum_{k=1}^K U(k, m) \text{Re}Q(k, n) + \text{Re}H(n)}.$$

Искомые парциальные диаграммы направленности антенны на прием при наблюдении групповой цели с равными ЭПР определяются выражением

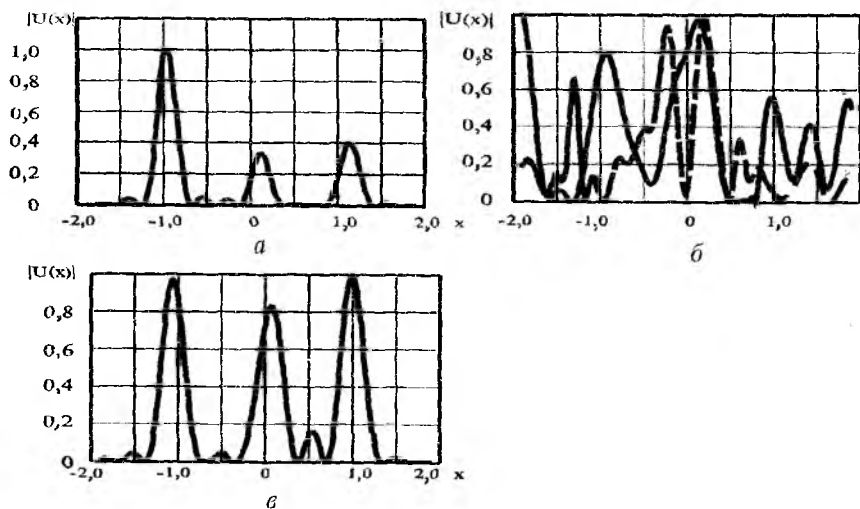
$$\begin{aligned} |U(\xi, \eta)| = & \left| \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ e^{j\varphi_{atm} - j\Delta\Psi_n(m)} \sum_{k=1}^K U(k, m) \times \right. \right. \\ & \times e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{R_0^2 + (\mu_n - x_k)^2 + v_n^2}} + A_{Nn} e^{j\varphi_{Nn}} \left. \right\} \times \\ & \times e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{(R_0 + dR_{opt})^2 + (\mu_n - \xi)^2 + v_n^2}} \left| \right. \end{aligned}$$

**Проверка метода автофокусировки антенны на прием по многим целям путем моделирования на ЭВМ**

Моделирование на ЭВМ показало, что при первоначальном облучении широким лучом группы целей (элементов протяженной цели) со строго равными ЭПР после многократного приема отраженного поля и его переизлучения в комплексно-сопряженном виде на передачу формируется столько лучей, сколько целей (элементов цели) облучается. В одном из лучей нормированная напряженность поля равна еди-

нище, а в остальных — меньше единицы. По лучу с наибольшей напряженностью осуществляется автофокусировка антенны на прием предложенным способом. Погрешность в определении местоположения опорной цели не превышает половины интервала линейного пространственного разрешения антенны. Антенна, сфокусированная на прием по опорной цели, оказывается способной разрешать все цели (элементы цели), входящие в состав группы (протяженной цели), и формировать по каждой из них парциальную диаграмму направленности антенны на прием.

В качестве иллюстраций представлены характеристики способа автофокусировки антенны на прием по многим целям (протяженной цели) с равными ЭПР. На рисунке, позиция *a*, приведены парциальные диаграммы направленности антенны на передачу при осуществлении автофокусировки по трем целям с равными ЭПР на десятом цикле переизлучения. На передачу при этом формируются парциальные диаграммы направленности антенны по числу первоначально облучаемых целей. На позиции *б* показаны парциальные диаграммы направленности антенны на прием до автофокусировки антенны на передачу по тем же целям и после нее. В обоих случаях антенна оказывается не сфокусированной. На позиции *в* изображены парциальные диаграммы направленности антенны на прием после автофокусировки по тем же целям предлагаемым способом. Антенна оказывается сфокусированной на прием, что подтверждает эффективность предлагаемого алгоритма.



## Заключение

1. Предложен алгоритм автофокусировки антенны на прием по многим целям (протяженной цели) с равными ЭПР (элементами). Его сущность состоит в том, что вначале антенна фокусируется на передачу после многократного приема поля и его переизлучения в комплексно-сопряженном виде. Сформированный на передачу одиночный луч с наибольшей напряженностью выделяет одну цель, по которой антенна фокусируется на прием путем сглаживания радиоголограммы, как по одиночной точечной цели.

2. Результаты машинного эксперимента подтверждают эффективность предложенного алгоритма. Максимальная погрешность в определении направления на цели не превышает половины линейной пространственной разрешающей способности антенны. После автофокусировки разрешающая способность при наблюдении многих целей практически не изменяется (равна дифракционному пределу).

**Список литературы:** 1. Рыдин Ю.Г. Построение изображения объекта с компенсацией фазовых искажений // Радиотехника и электрон. 1981. № 26, вып. 1. С. 41—45. 2. Уотерс В.М. Адаптивное формирование радиолокационной опорной точки (маяка) // Зарубеж. радиоэлектроника. 1971. № 7. С. 29—45.

*Поступила в редколлегию 05.03.97*

*В.В. ДОЛЖИКОВ, канд. физ.-мат. наук, В.Г. ЛИХОГРАЙ*

## **ОПТИМИЗАЦИЯ ТРАКТА ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ СВЧ-ЛУЧОМ ПРИ НАЛИЧИИ СЛУЧАЙНЫХ ОШИБОК ПОЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ**

### **Введение**

Важнейшей составной частью космической энергосистемы является тракт передачи энергии (ТПЭ) СВЧ-лучом, состоящий из передающей антенны, пространства и приемной антенны-ректенны [1-3]. Ректенна представляет собой решетку излучателей, к выходам которых подключены выпрямительные элементы. Сбор энергии по цепи постоянного тока осуществляется на общую нагрузку с помощью линейной схемы сбора в виде комбинации параллельного и последовательного соединений.

Эффективность ТПЭ с энергетической точки зрения оценивается коэффициентом полезного действия (КПД), который зависит от размеров апертур передающей и приемной антенн, расстояния между ними, взаимной их ориентации, характера распределения поля возбуждения на апертуре передающей антенны и параметров выпрямительных элементов.

Влияние перечисленных факторов на эффективность передачи энергии исследовано достаточно полно. Показано, что для передачи энергии с большим КПД ректенна должна находиться в зоне Френеля передающей антенны, амплитудное распределение на ее апертуре должно быть близко к усеченному гауссову распределению, а фазовое – к квадратичному с радиусом кривизны фазового фронта, равным расстоянию между антеннами [4; 5]. Исследовано также влияние флуктуаций амплитуды, фазы и поляризации по поперечному сечению луча, возникающих при прохождении его в околоземном пространстве [6]. Предложен метод синтеза амплитудного распределения сфокусированной передающей антенны, обеспечивающей максимальный КПД ТПЭ при учете КПД приемно-выпрямительных элементов [7].

В силу ряда причин технологического и эксплуатационного характера имеется еще ряд факторов, которые могут существенно повлиять на значение КПД ТПЭ, а именно: флуктуации амплитуды и фазы поля на апертуре передающей антенны. В данной работе описана оптимизация ТПЭ по критерию максимума среднего КПД. Определяется номинальное распределение возбуждающего поля передающей

антенны, которое при заданных параметрах флуктуаций амплитуды и его фазы обеспечивает максимум среднего КПД.

### Исходные соотношения

Рассмотрим ТПЭ с передающей антенной и ректенной, разнесенными на расстояние  $L$  и имеющими плоские параллельные друг другу круглые апертуры, площади которых равны  $S_1$  и  $S_2$  (рис. 1). Будем считать, что ректенна представляет собой систему непрерывно распределенных приемно-выпрямительных элементов, согласованных по поляризации с передающей антенной.

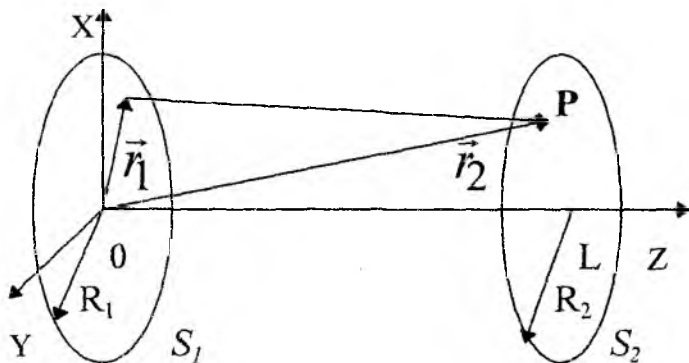


Рис. 1

КПД перехвата и выпрямления (далее просто КПД) тракта определяется выражением

$$\eta = \frac{P_R}{P_\Sigma}, \quad (1)$$

где  $P_R$  — суммарная мощность постоянного тока, выделяемая на ректенне,

$$P_R = \frac{1}{2Z_0} \int \eta_0 \left( |\bar{E}(\vec{r}_2)|^2 \right) |\bar{E}(\vec{r}_2)|^2 ds; \quad (2)$$

$P_\Sigma$  — мощность излучения передающей антенны,

$$P_\Sigma = \frac{1}{2Z_0} \int_{S_1} |\bar{E}(\vec{r}_1)|^2 ds. \quad (3)$$

В (2) и (3)  $Z_0 = 120\pi$  – волновое сопротивление свободного пространства, Ом;  $\eta_0(\vec{r}_2)$  – КПД элементарного участка апертуры ректенны;  $\vec{E}(\vec{r}_1) = \vec{E}(\rho_1, \varphi_1, 0)$ ,  $\vec{E}(\vec{r}_2) = \vec{E}(\rho_2, \varphi_2, L)$  – векторы напряженности электрического поля в точках возбуждения и приема соответственно.

В реальных условиях возбуждающее поле в силу тех или иных причин всегда реализуется с некоторыми флуктуациями амплитуды и фазы. Напряженность его является случайной величиной и может быть записана в виде [8]

$$\vec{E}(\vec{r}_1) = \vec{e}_E E_0(\vec{r}_1) e^{B(\vec{r}_1) + i\Psi(\vec{r}_1)} = \vec{e}_E E_0(\vec{r}_1) q(\vec{r}_1),$$

где  $\vec{e}_E$  – единичный вектор;  $E_0(\vec{r}_1)$  – комплексная амплитуда возбуждающего поля в отсутствие флуктуаций;  $B(\vec{r}_1), \Psi(\vec{r}_1)$  – случайные функции, описывающие флуктуации уровня амплитуды и фазы соответственно.

Поскольку  $\vec{E}(\vec{r}_1), \vec{E}(\vec{r}_2)$  – случайные величины, эффективность ТПЭ можно оценить с помощью среднего КПД –  $\eta_{\text{ср}}$ , определяемого следующим образом:

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{\int_{S_2} \eta_0 \left( \overline{|\vec{E}(\vec{r}_2)|^2} \right) \overline{|\vec{E}(\vec{r}_2)|^2} ds}{\int_{S_1} \overline{|\vec{E}(\vec{r}_1)|^2} ds} = \frac{\overline{P_R}}{P_\Sigma}. \quad (4)$$

Здесь черта означает усреднение.

Введем безразмерные радиальные координаты

$$u = \frac{\rho_1}{R_1} \delta; \quad v = \frac{\rho_2}{R_2} \delta, \quad u, v \in [0, \delta],$$

где  $\delta = \sqrt{kR_1 R_2} / L$ ;  $R_1, R_2$  – радиусы апертур  $S_1, S_2$  соответственно;

$$k = 2\pi / \lambda .$$

Для напряженности случайного электрического поля, создаваемого апертурой  $S_1$  в точке  $P$  апертуры  $S_2$  (см. рис. 1), в соответствии с дифракционной формулой Кирхгофа в приближении зоны Френеля имеем

$$\vec{E}(\vec{r}_2) = V_0 \left( \frac{R_1}{\delta} \right)^2 e^{-ibv^2} \int_{S_1} \vec{e}_E E_0(\vec{r}_1) q(\vec{r}_1) e^{-iau^2} e^{iuv \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} ds, \quad (5)$$

где

$$a = \frac{1}{2} \frac{R_1}{R_2}; \quad b = \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1}; \quad V_0 = \frac{ik}{2\pi L} \exp[-ikL], \quad ds = u du d\varphi_1.$$

Тогда из (2), (3) и (5) для  $\overline{P_R}$  и  $\overline{P_\Sigma}$  получим

$$\overline{P_\Sigma} = \frac{1}{2Z_0} \left( \frac{R_1}{\delta} \right)^2 \int_{S_1} [1 + T(r_1, r_1)] |\overline{E}(\vec{r}_1)|^2 ds_1; \quad (6)$$

$$\overline{P_R} = \frac{1}{2Z_0} |V_0|^2 \frac{R_1^4 R_2^2}{\delta^6} \int_{S_2} \eta_0(\vec{r}_2) \int_{S_1} \int_{S_1} [1 + T(\vec{r}_1, \vec{r}_1)] \overline{E}(\vec{r}_1) \overline{E}^*(\vec{r}_1) \times \\ \times e^{-ia(u^2 - u'^2)} e^{iv[u \cos(\varphi_2 - \varphi_1) - u' \cos(\varphi_2 - \varphi_1)]} ds_1 ds_1' ds_2. \quad (7)$$

Здесь  $T(\vec{r}_1, \vec{r}_1) = \overline{q(\vec{r}_1) q^*(\vec{r}_1) / q(\vec{r}_1) \cdot q^*(\vec{r}_1)}$ , где \* - знак комплексного сопряжения.

### Постановка задачи и общее решение

Предположим, что передающая антенна в отсутствие флуктуаций сфокусирована в центр ректенны, возбуждающее поле каждой реализации линейно поляризовано и его амплитудно-фазовое распределение имеет осевую симметрию.

Относительно статистики флуктуаций считаем, что случайные функции  $B(\vec{r}_1)$  и  $\Psi(\vec{r}_1)$  подчиняются нормальному закону, однородны и статистически взаимно независимы. Средние их значения  $\overline{B(\vec{r}_1)} = B_0$ ,  $\overline{\Psi(\vec{r}_1)} = 0$ . Коэффициенты корреляции для флуктуаций

амплитуды и фазы одинаковы и имеют гауссову форму

$$r(r_1, r_1') = \exp \left\{ - \left[ \frac{u^2 + u'^2 - 2uu' \cos(\varphi_1 - \varphi_1')}{c^2} \right] \right\}. \quad (8)$$

Здесь  $c = c_0 \delta / R_1$ , где  $c_0$  – радиус корреляции в абсолютных единицах.

В случае малых флуктуаций (т.е. когда их дисперсии  $\alpha_B$ ,  $\alpha_\varphi$  малы) для среднего КПД тракта из (4), (6), (7) с точностью до членов первого порядка малости по  $\alpha$  получим

$$\eta_{\text{ср}} = \frac{\int_0^\delta \int_0^\delta \overline{E(u) \cdot E^*(u')} K(u, u') u u' du du'}{\int_0^\delta \overline{|E(u)|^2} u du}. \quad (9)$$

Здесь

$$K(u, u') = (1 - \alpha_\Sigma) K_0(u, u') + \alpha_\Sigma e^{-\frac{u^2 + u'^2}{c^2}} \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) I_m \left( 2 \frac{uu'}{c^2} \right) K_m(u, u'); \quad (10)$$

$$K_m(u, u') = \int_0^\delta \eta_0(v) J_m(uv) J_m(u'v) v dv, \quad (11)$$

где  $\alpha_\Sigma = \alpha_B + \alpha_\varphi$  – суммарная дисперсия амплитудных и фазовых флуктуаций;  $J_m(x)$ ,  $I_m(x)$  – функции Бесселя первого рода, от вещественного и мнимого аргументов соответственно.

Полученные соотношения позволяют сформулировать следующую задачу оптимизации: определить номинальное распределение возбуждающего поля на апертуре передающей антенны, которое при заданной статистике флуктуаций амплитуды и фазы обеспечивает максимум среднего КПД тракта передачи энергии СВЧ-лучом.

Эта задача сводится к нахождению амплитудного распределения

ния среднего возбуждающего поля  $\overline{E_{\text{opt}}(u)}$ , доставляющего максимум среднего КПД (9) при заданных дисперсии и радиусе корреляции флуктуаций. Искомое номинальное распределение находится затем с помощью соотношения

$$E_{\text{opt}}(u) = \frac{1}{q(u)} e^{ian^2} \overline{E_{\text{opt}}(u)}. \quad (12)$$

Сформулированная экстремальная задача нелинейна, так как ядро  $K(u, u')$  в (9) зависит от модуля искомой функции. Поэтому для ее решения воспользуемся приближенным методом. Суть последнего заключается в замене решения нелинейной задачи решением последовательности линейных задач, каждая из которых представляет собой экстремальную задачу максимизации отношения двух квадратичных функционалов (9) с известным ядром  $K(u, u')$ . Полагаем, что  $\overline{E(u)}$  является элементом пространства  $L_2[0, \delta]$  со скалярным произведением

$$(\overline{E_1(u)}, \overline{E_2(u)}) = \int_0^{\delta} \overline{E_1(u)} \overline{E_2^*(u)} u du,$$

и учитываем, что ядро  $K(u, u')$  вещественно, симметрично и удовлетворяет условию

$$\int_0^{\delta} \int_0^{\delta} |K(u, u')|^2 u u' du du' < \infty.$$

Тогда можно показать, что решаемая на каждом шаге такая экстремальная задача имеет решение и оно единственно. Получаемое на  $n$ -м шаге максимальное значение  $\eta_{\text{ср. max}}^{(n)}$  равно максимальному собственному значению  $\mu_{\text{max}}^{(n)}$  линейного интегрального оператора  $D$ , определяемого следующим образом:

$$D \overline{E(u)^{(n)}} = \int_0^{\delta} \overline{E^{*(n)}(u')} K^{(n-1)}(u, u') u' du'. \quad (13)$$

Оно достигается на функции  $\overline{E^{(n)}(u)}$ , равной с точностью до постоянного коэффициента собственной функции этого оператора, соответствующей  $\mu_{\max}^{(n)}$ . Ядро интегрального оператора на каждом шаге вычисляется по (10), где

$$\eta_0^{(n-1)}(y) = \eta \left( \left| \overline{E^{(n-1)}(y)} \right|^2 \right) \quad (14)$$

и

$$\eta_0^{(0)} = 1. \quad (15)$$

Описанный процесс прерывается на  $(m+1)$ -м шаге, если

$$\left| \eta_{\text{ср. max}}^{(m+1)} - \eta_{\text{ср. max}}^{(n)} \right| \leq \varepsilon_1; \quad (16)$$

$$\left\| \overline{E^{(m+1)}} - \overline{E^{(m)}} \right\|_{L_2} \leq \varepsilon_2, \quad (17)$$

где  $\varepsilon_1, \varepsilon_2$  — заданные значения.

Значения  $\overline{E^{(m)}(u)}$ ,  $\eta_{\text{ср. max}}^{(m)}$  принимаются за искомое решение.

Из (10), (11) и (13) нетрудно увидеть, что  $\overline{E(u)}$  должна быть четной функцией. Поэтому при практической реализации описанного выше итерационного процесса искомое на  $m$ -м шаге решение представим в виде разложения

$$\overline{E^{(m)}(u)} = \sum_{k=0}^{K_0} e_k^{(m)} u^{2k}, \quad (18)$$

и соответственно

$$\eta_0^{(m)}(y) = \sum_{n=0}^N b_n^{(m)} y^{2n}. \quad (19)$$

Подставив (18) в (9), после ряда преобразований получим

$$\eta_{\text{ср}}^{(m)} = \frac{\langle e \left( (1 - \alpha_{\Sigma}) \hat{F}^{(0)} + \alpha_{\Sigma} \hat{F}^{(l)} \right) e \rangle}{\langle e \hat{S} e \rangle}. \quad (20)$$

Здесь  $e$  – матрица-столбец неизвестных коэффициентов разложения искомого распределения поля;  $F^{(0)}$ ,  $F^{(l)}$ ,  $\hat{S}$  – квадратные симметрические матрицы размера  $N \times N$  с элементами

$$F_{kl}^{(0)} = \sum_{n=0}^N b_n \left\{ \int_0^{\delta} v^{2n+1} \int_0^{\delta} u^{2k+1} J_0(uv) du \int_0^{\delta} y^{2l+1} J_0(yv) dy dv \right\}; \quad (21)$$

$$F_{kl}^{(l)} = \sum_{n=0}^N b_n \left\{ \int_0^{\delta} v^{2n+1} \sum_{m=0}^M (2 - \delta_{0m}) \left[ \int_0^{\delta} u^{2k+1} e^{-\frac{u^2}{c^2}} J_m(uv) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \int_0^{\delta} y^{2l+1} e^{-\frac{y^2}{c^2}} I_m\left(2 \frac{yu}{c^2}\right) J_m(yv) dy du \right] dv \right\}; \quad (22)$$

$$S_{kl} = \frac{\delta^{2(k+l+1)}}{2(k+l+1)}. \quad (23)$$

Таким образом, на каждом  $m$ -м шаге необходимо решать задачу максимизации по вектору  $e$  отношения двух квадратичных форм

$$\eta = \frac{\langle e \hat{F} e \rangle}{\langle e \hat{S} e \rangle}, \quad (24)$$

где  $\hat{F} = (1 - \alpha_\Sigma)\hat{F}^{(0)} + \alpha_\Sigma\hat{F}^{(1)}$ ,  $\hat{S}$  – положительно определенные матрицы, элементы которых рассчитываются по (21) – (23).

Известно [9], что максимум  $\eta$  равен максимальному собственному значению  $\lambda_m$  регулярного пучка форм  $(\hat{F} - \lambda\hat{S})$ , которое равно наибольшему корню характеристического уравнения пучка

$$\det(\hat{F} - \lambda\hat{S}) = 0. \quad (25)$$

Соответствующий этому  $\lambda_m$  вектор  $e_m$  является собственным вектором, на котором этот максимум достигается.

Можно показать, что упомянутые собственные значения и собственные векторы удовлетворяют уравнению

$$(\hat{F}_0 - \lambda E)e = 0, \quad (26)$$

где  $\hat{F}_0 = \hat{S}^{-1}\hat{F}$ ;  $E$  – единичная матрица.

Тогда для решения экстремальной задачи достаточно определить максимальное собственное значение матрицы  $\hat{F}_0 = \hat{S}^{-1}\hat{F}$  и соответствующий ему собственный вектор.

Для численного определения максимального собственного числа матрицы можно воспользоваться, например, модификацией степенного метода [10].

### Численные результаты

Проведена численная оптимизация ТПЭ, у которого передающая антенна и рехтенна имели плоские круглые апертуры. Предполагалось, что поле в апертуре передающей антенны реализуется с фазовыми флуктуациями, статистика которых описана выше. Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы.

При наличии фазовых флуктуаций поля на апертуре передающей антенны характер зависимости  $\eta_{\text{ср.мак}}$  от  $\delta$  остается таким же, как и у КПД в отсутствие флуктуаций (рис. 2), однако  $\eta_{\text{ср.мак}}(\alpha, c, \delta)$  при этом всегда меньше, чем  $\eta_{\text{мак}}(\delta) = \eta_{\text{ср.мак}}(\alpha = 0, c, \delta)$ .

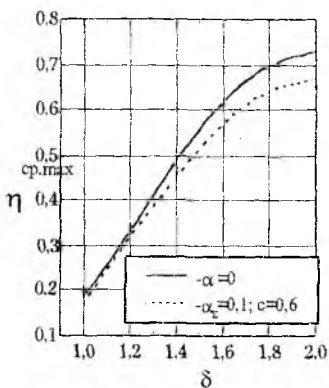


Рис. 2

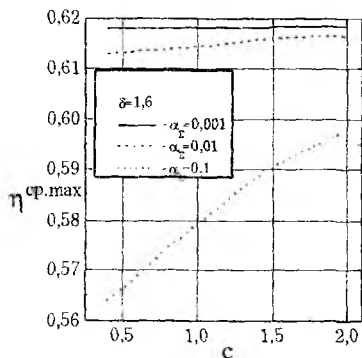


Рис. 3

Влияние флуктуаций возрастает с уменьшением расстояния  $L$  между антенной и ректенной. Так, из рис. 2 видно, что при изменении  $\delta$  от 1 до 2, что соответствует уменьшению  $L$  в 4 раза при  $R_1 = \text{const}$  и  $R_2 = \text{const}$ , относительное уменьшение среднего максимального КПД (далее просто снижение максимального КПД), определяемого как

$$\Delta = \frac{\eta_{\max}(\delta) - \eta_{\text{ср.маx}}(\alpha, c, \delta)}{\eta_{\max}(\delta)}, \quad (27)$$

возрастает от 2 до 5 %.

Уменьшение  $\eta_{\text{ср.маx}}$  происходит монотонно с ростом дисперсии.

Согласно рис. 3 при  $c = 0,6$  значения  $\Delta$ , равные 0,1; 0,4; 5 %, имеют место при  $\alpha$ , равном 0,001; 0,01; 0,1 соответственно. С ростом радиуса корреляции  $c$  влияние флуктуаций на  $\eta_{\text{ср.маx}}$  ослабевает (рис. 3). Так, для  $\alpha = 0,1$  при  $c = 0,2$  имеем  $\Delta = 6$  %, а при  $c = 2,0$  — всего 1,8 %.

Таким образом, наиболее сильно отрицательное влияние флуктуаций проявляется при малых, но в пределах зоны Френеля, расстояниях  $L$  и малых ( $c < 1$ ) радиусах корреляции. При этом уменьшение  $\eta_{\text{ср. max}}$  становится заметным уже при дисперсиях  $\alpha \approx 0,1$ .

**Список литературы:** 1. *Brown W.C.* The History of Power Transmission by Radio Waves // IEEE Trans. MTT. 1984. MTT- 32, N 9. P. 1230 – 1242. 2. *Glaser P.E.* An Overview of the Solar Power Satellite Option // IEEE Trans. MTT. 1992. MTT-40, N 6. P. 1251 – 1258. 3. *Brown W.C., Eves E.E.* Beamed Microwave Power Transmission and its Application to Space // IEEE Trans. MTT. 1992. MTT-40, N 6. P. 1240 – 1250. 4. *СВЧ-энергетика: Пер. с англ.* / Под ред. Э.Т. Окресса. М.: Мир, 1971. 431 с. 5. *Арманд Н.А., Ломакин А.И., Парамонов Б.М.* Некоторые аспекты выбора и построения антенных систем солнечных космических электростанций // Радиотехника и электрон. 1981. Т. 26, № 7. С. 1479 – 1487. 6. *Бояхан Б.П., Ванке В.А., Лесота В.К.* О влиянии флуктуаций фазы в падающем луче на характеристики ректенной системы // Радиотехника. М., 1984. № 9. С. 74 – 76. 7. *Егоров А.Н.* Об эффективности передачи энергии электромагнитным лучком и преобразования ее в ректенне // Радиотехника и электрон. 1985. Т. 30, № 4. С. 805 – 811. 8. *Шифрин Я.С.* Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с. 9. *Гантмахер Ф.Р.* Теория матриц. М.: Наука, 1988. 552 с. 10. *Фаддеев Д.К., Фаддеева В.Н.* Вычислительные методы линейной алгебры. М.: Физматгиз, 1963. 713 с.

*Поступила в редколлегию 21.04.97*

## УРАВНЕНИЕ СОСТОЯНИЯ В СИСТЕМЕ УРАВНЕНИЙ АКУСТИКИ ДЛЯ НЕОДНОРОДНОЙ ДВИЖУЩЕЙСЯ СРЕДЫ

Создание широкого класса приборов для диагностики веществ и материалов базируется на использовании волновых процессов в неоднородной среде. Потребность в увеличении объема первичной информации приводит к необходимости комплексного использования электромагнитных и акустических волн. Математический аппарат анализа акустических волн имеет множество общих элементов с аппаратом анализа электромагнитных волн, но его разработка заметно отстает, и при создании систем комплексной диагностики это приходится учитывать.

Система акустических уравнений основана на общих уравнениях гидродинамики. В настоящее время для составления этих систем используется ряд подходов [1 — 6]. Однако они обладают общим свойством: уравнение непрерывности и уравнение движения составляются для фиксированного объема, а уравнение состояния — для фиксированной массы, и такой набор уравнений не является системой, описывающей один объект. Переход к одному объекту несложен — для ряда простых задач он делается автоматически в процессе преобразования или его можно осуществить на конечных этапах решения. Но в более сложных задачах, к которым относятся и задачи распространения акустических волн в неоднородной движущейся среде, такое преобразование необходимо производить вначале. Оно основывается на законах сохранения энергии и вещества, которые применяются к фиксированному в пространстве объему с прозрачными для перемещения вещества и энергии стенками. Использование иных законов сохранения менее удобно, поскольку для преобразований требуется связь величин, а ее наиболее просто осуществить с использованием энергетических характеристик. В данной работе рассматривается вывод уравнения состояния для объема, фиксированного относительно координатной системы. Полный вывод этого уравнения в совокупности с остальными представлен в [7].

Внутренняя энергия  $E_i$  некоторой массы газа  $m$  равна [8]

$$E_i = \frac{m}{\mu} \frac{i}{2} RT = \frac{i}{2} pV, \quad (1)$$

где  $i$  — число степеней свободы у молекул газа;  $\mu$  — молекулярная масса газа;  $R$  — универсальная газовая постоянная;  $T$  — абсолютная температура;  $p$  — давление;  $V$  — объем.

Плотность внутренней энергии

$$e_i = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{E_i}{V}. \quad (2)$$

Согласно (1)

$$e_i = \frac{i}{2} p. \quad (3)$$

В общем случае, например, для газовой смеси значение  $i$  не обязательно целочисленное; более того, оно может изменяться в пространстве и времени, но далее рассматривается газ, однородный по химическому составу.

Существует ряд механизмов, приводящих к изменению внутренней энергии газа. Наиболее важными из них являются следующие четыре: 1) перетекание энергии через границу; 2) воздействие внешних источников теплоты; 3) работа внешних источников массы, которые сообщают генерируемой массе некоторую энергию; 4) изменение объема вещества при совершении им работы против внешних сил давления.

Первый механизм в дифференциальной форме можно выразить на основании теоремы Остроградского:

$$\frac{\partial e_i}{\partial t} + \operatorname{div}(e_i \vec{v}) = 0, \quad (4)$$

где  $\vec{v}$  — скорость движения среды.

При отсутствии иных причин второй механизм приводит к изменению внутренней энергии, которое составляет

$$\frac{\partial e_i}{\partial t} = q_i, \quad (5)$$

где  $q_i$  — удельная мощность внешних источников теплоты.

Источник массы создает поток нового вещества, которое имеет температуру, отличную от абсолютного нуля, т. е. источник массы сообщает вновь вводимому веществу некоторую внутреннюю энергию. Плотность и давление вновь вносимого вещества могут быть любыми, для определенности можно ограничиться случаем равенства этих величин у источника и потока. Кроме генерации массы с некоторой внутренней энергией, этот источник дополнительно совершает работу по вытеснению некоторой массы из рассматриваемого объема. При сделанном выше предположении о равенстве значений удельная

мощность, отдаваемая источником для поддержания этого процесса, равна отношению  $p\Omega/\rho$ , где  $\Omega$  — удельная производительность источника вещества;  $\rho$  — плотность. На основании (1) и (3) полное изменение внутренней энергии газа за счет третьего механизма составит:

$$\frac{\partial e_i}{\partial t} = \frac{i}{2} \frac{\Omega}{\rho} p + \frac{p\Omega}{\rho}. \quad (6)$$

Четвертый механизм требует детального анализа. Работа, совершаемая газом, традиционно определяется для фиксированной его массы. Необходимо сформулировать вывод для фиксированного объема, ограниченного стенками, через которые газ может свободно перетекать. Работу  $A$  фиксированного объема газа можно определить через массу газа, которая была перемещена за его пределы. Тогда изменение массы газа, отнесенное к его плотности, является эквивалентом изменения объема для фиксированной массы. Запишем сразу это соотношение для производных по времени:

$$\frac{\partial A}{\partial t} = -\frac{p}{\rho} \frac{\partial m}{\partial t}. \quad (7)$$

Отметим, что  $\rho$  здесь считается постоянным. Изменение массы в объеме  $V$  на основании формулы Остроградского можно выразить так:

$$\frac{\partial m}{\partial t} = -\int_V \operatorname{div}(\rho \vec{v}) \partial V. \quad (8)$$

Подставив это выражение в (7) и перейдя к пределу по объему, для производной от удельного значения работы  $a$ , которая совершена газом, получим:

$$\frac{\partial a}{\partial t} = p \operatorname{div} \vec{v}. \quad (9)$$

Собрав в правой части слагаемые, соответствующие рассмотренным выше механизмам, получим уравнение сохранения  $e_i$  в виде:

$$\frac{\partial e_i}{\partial t} + \operatorname{div}(e_i \bar{v}) = q_i - p \operatorname{div} \bar{v} + \frac{i}{2} \frac{\Omega}{\rho} p + \frac{\Omega p}{\rho} . \quad (10)$$

Подставив в это выражение (3) и умножив полученное равенство на  $2/i$ , после несложных преобразований запишем:

$$\frac{\partial p}{\partial t} + \frac{i+2}{i} p \operatorname{div} \bar{v} + (\bar{v} \operatorname{grad} p) = \frac{2}{i} q_i + \frac{i+2}{i} \frac{\Omega}{\rho} p . \quad (11)$$

Используя уравнение непрерывности, выразим  $\operatorname{div} \bar{v}$ :

$$\operatorname{div} \bar{v} = \frac{\Omega}{\rho} - \frac{1}{\rho} \frac{\partial \rho}{\partial t} - \frac{1}{\rho} (\bar{v} \operatorname{grad} \rho) . \quad (12)$$

Подставив (12) в (11) и заменив  $(i+2)/i$  на  $\gamma$  — адиабатическую постоянную, после преобразований получим уравнение состояния для элементарного объема в подвижной неоднородной газовой среде:

$$\frac{\partial p}{\partial t} - \frac{\rho}{\gamma p} \frac{\partial p}{\partial t} + (\bar{v} \operatorname{grad} p) - \frac{\rho}{\gamma p} (\bar{v} \operatorname{grad} p) = -\frac{\rho}{\gamma p} \frac{2}{i} q_i . \quad (13)$$

Уравнение (13) совместно с уравнением непрерывности и уравнением движения составляют полную систему для описания динамических процессов в идеальном газе. Причем в данном случае все уравнения записаны в единой системе координат, не зависящей от скорости потока.

Дальнейший вывод уравнений акустики представляет собой традиционную линеаризацию для малых возмущений. В отличие от выводов, известных ранее, в данном случае для получения уравнений распространения акустических волн в условиях движущейся неоднородной среды нет необходимости производить переходы между системами координат. Необходимо только использовать обычные предположения: акустические волны не изменяют параметров основного потока; при возбуждении в движущейся среде акустических волн ее характеристики определяются суммой параметров исходного потока и поля акустических волн. Параметры исходного потока обозначим через индекс 0, поля акустических волн — через индекс  $s$ , тогда:

$$\rho = \rho_o + \rho_s; \quad \vec{v} = \vec{v}_o + \vec{v}_s; \quad p = p_o + p_s. \quad (14)$$

Аналогичные обозначения введем для источников массы, теплоты и внешних сил. Действие источников массы и внешних сил подробно рассмотрено в [7], где для вещества и кинетической энергии применяется подход, аналогичный представленному выше. Ввиду малости возмущения, вносимого акустическими волнами, обычно предполагают, что они не влияют на основной поток, и для него система уравнений удовлетворяется всегда. Подставив (14) в исходные уравнения и исключив слагаемые, относящиеся к основному потоку, и слагаемые второго и более высоких порядков малости, получим:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\partial \rho_s}{\partial t} + \text{div}(\rho_o \vec{v}_s) + \text{div}(\rho_s \vec{v}_o) &= \Omega_s; \\ \rho_o \frac{\partial \vec{v}_s}{\partial t} + \rho_s \frac{\partial \vec{v}_o}{\partial t} + \rho_s (\vec{v}_o \nabla) \vec{v}_s + \rho_o [(\vec{v}_s \nabla) \vec{v}_o + (\vec{v}_o \nabla) \vec{v}_s] + \text{grad } p_s &= \\ &= \vec{f}_s - \frac{\Omega_s \vec{v}_o}{2} - \frac{\Omega_o \vec{v}_s}{2}; \\ \frac{\partial \rho_s}{\partial t} - \frac{\rho_o}{\gamma p_o} \frac{\partial p_s}{\partial t} + (\vec{v}_o \text{grad } p_s) + (\vec{v}_s \text{grad } p_o) - \\ - \frac{\rho_o}{\gamma p_o} [(\vec{v}_o \text{grad } p_s) + (\vec{v}_s \text{grad } p_o)] &= - \frac{\rho_o}{\lambda p_o} \frac{2}{i} q_s. \end{aligned} \right. \quad (15)$$

Необходимо напомнить, что при выводе уравнения состояния использовались следующие предположения: источник массы генерирует вещество, которое обладает нулевой скоростью; его температура равна температуре потока; химический состав газа постоянный. Данной системы достаточно для описания широкого круга практических задач, но представленный в [7] подход позволяет получить и более общие уравнения.

В качестве примеров, вытекающих из системы (15), рассмотрим два частных, но практически важных случая. Первый — случай неподвижной неоднородной среды. Вычтем из первого уравнения третье, тогда:

$$\begin{cases} \frac{\rho_0}{\gamma p_0} \frac{\partial p_s}{\partial t} + \rho_0 \operatorname{div} \vec{v}_s = \Omega_s + \frac{\rho_0}{\lambda p_0} \frac{2}{i} q_s; \\ \rho_0 \frac{\partial \vec{v}_s}{\partial t} + \operatorname{grad} p_s = \vec{f}_s. \end{cases} \quad (16)$$

Данная система полностью соответствует уравнениям в невозмущенной среде, неоднородность среды выражается только в непостоянстве ее параметров по пространству. Ранее уравнения системы для этого случая включали слагаемые, содержащие градиенты параметров среды. Правая часть первого уравнения показывает, что действие источников массы и теплоты при формировании акустических волн полностью эквивалентно. Это соответствует случаю, когда параметры среды для заданной точки пространства считаются постоянными.

Далее рассмотрим случай стационарного бездивергентного потока однородного газа, в котором возбуждаются акустические волны с длиной волны значительно меньшей, чем характерные размеры основного потока. При этих предположениях система (15) также может быть сведена к системе двух уравнений

$$\begin{cases} \frac{\rho_0}{\gamma p_0} \frac{\partial p_s}{\partial t} + \rho_0 \operatorname{div} \vec{v}_s + \frac{\rho_0}{\gamma p_0} (\vec{v}_0 \operatorname{grad} p_s) = \Omega_s + \frac{\rho_0}{\gamma p_0} \frac{2}{i} q_s; \\ \rho_0 \frac{\partial \vec{v}_s}{\partial t} + \rho_0 (\vec{v}_0 \nabla) \vec{v}_s + \operatorname{grad} p_s = \vec{f}_s - \frac{\Omega_s \vec{v}_0}{2} - \frac{\Omega_0 \vec{v}_s}{2}. \end{cases} \quad (17)$$

Ранее третье слагаемое в первом уравнении имело вид скалярного произведения скорости потока и градиента изменения плотности, причем для исключения приращения плотности еще раз использовали уравнение состояния, что не вполне корректно. Здесь это слагаемое получено путем прямых преобразований.

**Список литературы:** 1. *Исакович М.А.* Общая акустика. М.: Наука, 1973. 496 с. 2. *Татарский В.И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. 548 с. 3. *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.* Теоретическая физика: В 10 т. М.: Наука. Т. 6: Гидродинамика. 1986. 736 с. 4. *Скучик Е.* Основы акустики: В 2 т.: Пер. с англ. М.: Мир, 1976. Т. 1. 520 с. 5. *Блохинцев Д.И.* Акустика неоднородной движущейся среды. М.: Наука, 1981. 208 с. 6. *Лойцянский Л.Г.* Механика жидкости и газа. М.: Наука, 1978. 736 с. 7. *Панченко А.Ю.* Использование инвариантного подхода к составлению уравнений акустических волн в газе. Х., 1997. 13 с. Деп. в УкрИНТЕИ 23.01.97, № 77 У1 — 97. 8. *Савельев И.В.* Курс общей физики: В 3 т. М.: Наука, 1982. Т. 1. 432 с.

Поступила в редколлегию 21.04.97

Сокращения названий периодических изданий  
в пристатейных списках литературы

ТИИЭР — Тр. Ин-та инж. по электротехнике  
и радиоэлектронике

ACM — Assoc. for Computing Machinery

AEU — Arch. für Elektronik und Übertragungstechnik

AEU — Asia Electronics Union

AFIPS — Amer. Federation of Inform. Processing  
Soc.

IEEE — Inst. of Electrical and Electronic Eng.

## СОДЕРЖАНИЕ

<i>Стороженко В.А., Маслова В.А., Бандурян О.В.</i> Применение ИКГ-технологий для анализа температурных полей неоднородных структур. ....	5
<i>Стороженко В.А., Мешков С.Н., Маслова В.А.</i> Приборы и методы контроля качества изделий космической техники. ....	9
<i>Палагин В.А., Мильотина Н.В.</i> Расчет выхода годных функциональных узлов электронной аппаратуры. ....	16
<i>Аврамов В.Г., Тучин О.В., Цымбал А.М., Чернышенко А.А.</i> Вопросы анализа конструкторской документации в САПР технологических процессов механической обработки. ....	22
<i>Филипенко А.И.</i> Метод анализа излучения оптических волокон. ....	26
<i>Филипенко А.И., Малик Б.А.</i> Система прецизионного контроля деталей компонентов волоконно-оптических систем передачи информации. ....	31
<i>Алипов Н.В., Литвинова Е.И., Третьяк В.В.</i> Топологическая модель двусторонней печатной платы. ....	35
<i>Алипов Н.В., Литвинова Е.И., Третьяк В.В.</i> Алгоритм макротрассировки двусторонней печатной платы. ....	39
<i>Салай И.В.</i> Выбор аппроксимирующей функции для описания характеристик нелинейных элементов. ....	44
<i>Ольховская Н.О., Чередников П.И.</i> Исследование небаланса магнитных и параметрических систем. ....	49
<i>Подгайко О.И., Салай И.В., Товстый В.А., Чередников П.И.</i> Устройство для снятия характеристик и параметров параметрической зонной системы. ....	55

<i>Алипов И.Н., Ребезюк Л.Н.</i> Постановка задач синтеза новых методов защиты информации. ....	60
<i>Азаренков В.И.</i> Обеспечение теплового режима ЭВС на ранних этапах проектирования. ....	65
<i>Денисов С.В.</i> Определение необходимой разрешающей способности измерительного устройства системы автоматического регулирования температурных режимов испарительно-конденсационных устройств. ....	72
<i>Хомицкий О.В., Азаренков В.И.</i> Нормирование устойчивости объекта к воздействию посторонних частиц. ....	77
<i>Хомицкий О.В.</i> Предельное загрязнение поверхности посторонними частицами. ....	82
<i>Алтухова Т.Л., Котух В.Г.</i> Экспериментальные исследования процесса получения многофункционального покрытия на корпусных деталях радиоэлектронных модулей. ....	87
<i>Смеркло Л.М.</i> Микроминипюризация импульсных модуляторов для генераторов РЭС миллиметрового диапазона волн. ....	93
<i>Карпуков Л.М., Романенко С.Н.</i> Технология моделирования объемных интегральных схем СВЧ. ....	100
<i>Карпуков Л.М., Пулов Р.Д., Романенко С.Н.</i> Дисперсионные характеристики связанных микрополосковых линий. ....	105
<i>Бабенко В.В.</i> О возможности повышения точности определения положения изображения звезды, наблюдаемой через турбулентную атмосферу. ....	112
<i>Антофеев В.И.</i> Оптимизация параметров радиометра компенсационно-модуляционного типа на основе системного подхода. ....	115
<i>Горбенко И.Д., Лисицкая И.В.</i> Критерии отбора случайных таблиц подстановок для алгоритма шифрования по ГОСТ 28147 — 89. ....	121

<i>Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф.</i> Особенности уравнения радиолокации распределенных целей при использовании сверхширокополосных сигналов. ....	131
<i>Матюхин Н.И.</i> Анализ метода автофокусировки антенны многопозиционной когерентной радиолокационной системы на передачу по многим целям с равными эффективными площадями рассеяния. ....	137
<i>Матюхин Н.И.</i> Квазиоптимальный алгоритм автофокусировки антенны радиолокационной системы на прием по одиночной цели с оценкой ее местоположения в условиях влияния аддитивных и мультипликативных помех. ....	145
<i>Матюхин Н.И.</i> Квазиоптимальный алгоритм автофокусировки антенны радиолокационной системы на прием по многим целям в условиях влияния аддитивных и мультипликативных помех. ....	151
<i>Должиков В.В., Лихограй В.Г.</i> Оптимизация тракта передачи энергии СВЧ-лучом при наличии случайных ошибок поля возбуждения передающей антенны. ....	158
<i>Панченко А.Ю.</i> Уравнение состояния в системе уравнений акустики для неоднородной движущейся среды. ....	169
Сокращения названий периодических изданий в присланных списках литературы. ....	175

## CONTENTS

<i>Storozhenko V.A., Maslova V.A., Banduryan O.V.</i> Use of IRT-technologies for unhomogeneous structures of temperature fields analysis. ....	5
<i>Storozhenko V.A., Meshkov S.N., Maslova V.A.</i> Instruments and methods of space equipment products quality control. ....	9
<i>Palagin V.A., Milutina N.V.</i> Calculation of fit electronic modules yield. ....	16
<i>Avramov V.G., Tuchin O.V., Tsybal A.M., Chernyshenko A.A.</i> Engineering documentation analysis problems in CAD of machining technology processes. .	22
<i>Filipenko A.I.</i> Method for fiber optic radiation analysis. ....	26
<i>Filipenko A.I., Malik B.A.</i> Precision measurement system of fiber-optic components details in data transmission systems. ....	31
<i>Alipov N.V., Litvinova E.I., Tretjak V.V.</i> The duplex printed-circuit-board topological model. ....	35
<i>Alipov N.V., Litvinova E.I., Tretjak V.V.</i> The duplex printed-circuit-board macroroute algorithm. ....	39
<i>Salay I.V.</i> The choice of the approximation function for non-linear elements characteristics description. ....	44
<i>Olkhovskaya N.O., Cherednikov P.I.</i> Research of non-balance in magnetic and parametric systems. ....	49
<i>Podgayko O.I., Salay I.V., Tovstiy V.A., Cherednikov P.I.</i> Device for measuring responses and parameters of zone parametric system. ....	55
<i>Alipov I.N., Rebezyuk L.N.</i> Statement of information protection new methods synthesis problems. ....	60
<i>Azarenkov V.I.</i> ECN heat condition support in the early designing stages. ....	65

<i>Denisov S.V.</i> Determination of the required resolution of the measuring device for an evaporation-condensation unit temperature conditions automatic control. ....	72
<i>Khomitsky O.V., Azarenkov V.I.</i> Normalization of an object stability to the outside particles action. ....	77
<i>Khomitsky O.V.</i> Maximum permissible surface pollution by the outside particles. ....	82
<i>Altukhova T.L., Kotukh V.G.</i> Experimental investigations of the process of multifunctional coating on the radio electronic modules housing parts production. ...	87
<i>Smerklo L.M.</i> Subminiaturization of pulse modulators for radio electronic systems generators of millimetric waveband. ....	93
<i>Karpukov L.M., Romanenko S.N.</i> MIC modeling technology. ....	100
<i>Karpukov L.M., Pulov R.D., Romanenko S.N.</i> Dispersion characteristics of coupled microstrip transmission lines. ....	105
<i>Babenko V.V.</i> On the possibility to improve accuracy of determining image position of the star observed through the turbulent atmosphere. ....	112
<i>Antyufejev V.I.</i> Parameter optimization of the total power-modulation type radiometer on the system approach base. ....	115
<i>Gorbenko I.D., Lisitskaya I.V.</i> Random substitution tables selection criteria for an encryption algorithm according to All-Union state standard GOST 28147 — 89. ....	121
<i>Lazorenko O.V., Chernogor L.F.</i> Allocated targets radar equation features when using ultrawideband signals. ....	131
<i>Matyukhin N.I.</i> Analysis of method of multiposition coherent radar antenna autofocusing on transmission at many targets with equal scattering effective areas. ....	137
<i>Matyukhin N.I.</i> Quasi-optimal algorithm of radio holographic system antenna autofocusing on reception at a single target when exposed to additive and multiplicative interferences. ....	145

<i>Mazyukhin N.I.</i> Quasi-optimal algorithm of radio holographic system antenna autofocusing on reception at many targets when exposed to additive and multiplicative interferences. ....	151
<i>Dolzhikov V.V., Lihogray V.G.</i> Optimization of a beamed microwave power transmission system in the presence of random errors of the transmitting antenna excitation field. ....	158
<i>Panchenko A. Yu.</i> The equation of state in the acoustics equation system for heterogeneous moving medium. ....	169
Abbreviations of periodicals titles in references. ....	175

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ  
**РАДІОТЕХНІКА**  
Випуск 103  
Російською мовою

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ  
**РАДИОТЕХНИКА**  
Выпуск 103

Редактор *Г.О. Романець*

Виконавець комп'ютерної верстки *Л.Д. Васильченко*

Підписано до друку з оригіналу-макета 20.10.97. Формат 60x84/16.  
Папір офсет. Друк офсет. Умов. друк. арк. 12,4. Умов. фарбо-відб.  
12,65. Обл.-вид. арк.10,8. Тираж 100 пр. Зам. № 225. Ціна договір.

Харківський державний технічний університет радіоелектроніки (ХТУРЕ).

Україна, 310726 Харків, просп. Леніна, 14.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у видавництві ХТУРЕ.

Україна, 310726 Харків, просп. Леніна, 14.

## РЕФЕРАТЫ

УДК 681.327.12

**Применение ИКГ-технологий для анализа температурных полей неоднородных структур** / В.А. Стороженко, В.А. Маслова, О.В. Бандурян // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 5 — 8.

Рассмотрены пути повышения эффективности тепловой дефектоскопии за счет применения новых методов решения прямой задачи нестационарной теплопроводности. Благодаря использованию итеративной компьютерной графики для визуализации температурного поля осуществлена визуализация процессов нестационарной теплопроводности неоднородных структур. Описаны прикладные программы EXPRESS и MULTILAYER.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 681.327.12

**Застосування ІКГ-технологій для аналізу температурних полів неоднорідних структур** / В.О. Стороженко, В.О. Маслова, О.В. Бандурян // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 5 — 8.

Розглянуто шляхи підвищення ефективності теплової дефектоскопії за рахунок застосування нових методів розв'язання прямої задачі нестационарної теплопроводности. Завдяки використанню ітеративної комп'ютерної графіки для візуалізації температурного поля здійснено візуалізацію процесів нестационарної теплопроводности неоднорідних структур. Описано прикладні програми EXPRESS та MULTILAYER.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

UDC 681.327.12

**Use of IRT-technologies for unhomogeneous structures of temperature fields analysis** / V.A. Storozhenko, V.A. Maslova, O.V. Banduryan // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 5 — 8.

The ways of thermal defectoscopy efficiency increase at the expence of new methods of non-stationary heat conduction primal problem solution are examined. Due to the use of interactive computer graphics for temperature field visualization, visualization of non-stationary heat conductivity of unhomogeneous structures was carried out. Computer applications EXPRESS and MULTILAYER are described.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 620.179.13

**Приборы и методы контроля качества изделий космической техники /** В.А. Стороженко, С.Н. Мешков, В.А. Маслова // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 9 — 15.

Приведены результаты исследований и разработок методов и средств активного теплового контроля. Решен ряд задач контроля, для которых наиболее эффективен тепловой метод. Описаны результаты тепловизионных исследований сотовых структур. Проанализованы преимущества теплового метода контроля и дана высокая оценка его эффективности.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 620.179.13

**Прилади й засоби контролю якості виробів космічної техніки /** В.О. Стороженко, С.М. Мешков, В.О. Маслова // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 9 — 15.

Наведено результати досліджень і розробок методів та засобів активного теплового контролю. Розв'язано ряд задач контролю, для яких найбільш ефективним є тепловий метод. Описано результати тепловізійних досліджень сотових структур. Проаналізовано переваги якості теплового методу контролю і високо оцінено його ефективність.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

UDC 620.179.13

**Instruments and methods of space equipment products quality control /** V.A. Storozhenko, S.N. Meshkov, V.A. Maslova // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 9 — 15.

Results of means and methods of active thermal control investigations and developments are presented. A number of problems of control, the thermal method being the most efficient one for them, was solved. Honeycomb structures thermovision investigation results are given. Advantages of thermal control method are analysed and its efficiency is highly appraised.

1 tab. 4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.6

**Расчет выхода годных функциональных узлов электронной аппаратуры / В.А. Палагин, Н.В. Милютин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 16 — 21.**

Рассмотрен расчет выхода годных электронных узлов и модулей, базирующийся на вероятностях изготовления годных различных конструктивных элементов этих модулей. Сопряженные распределения и их достаточные статистики используются для уточнения расчетов распределения плотности вероятности дефектов в процессе производства. Такая процедура упрощает расчеты выхода годных.

Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.396.6

**Розрахунок виходу придатних функціональних вузлів електронної апаратури / В.А. Палагін, Н.В. Мільотин // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 16 — 21.**

Розглянуто розрахунок виходу придатних електронних вузлів та модулів, який базується на вірогідностях виготовлення придатних різних конструктивних елементів цих модулів. Спряжені розподіли та їх достатні статистики використовуються для уточнення розрахунків розподілу щільності вірогідності дефектів у процесі виробництва. Така процедура спрощує розрахунки виходу придатних.

Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.396.6

**Calculation of fit electronic modules yield / V.A. Palagin, N.V. Milutina // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 16 — 21.**

Yield calculation of fit electronic nodes and modules based on the probability of these modules' various fit constructive elements production is considered. Conjugate distributions and their sufficient statistics are used for refining calculations of defects probability density distribution in the manufacturing process. Such a procedure simplifies calculation of the fit ones yield.

Ref.: 13 items.

УДК 658.512.011.56

**Вопросы анализа конструкторской документации в САПР технологических процессов механической обработки / В.Г. Аврамов, О.В. Тучин, А.М. Цымбал, А.А. Чернышенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 22 — 25.**

Рассмотрены вопросы анализа конструкторской документации в связи с ее использованием при проектировании технологических процессов. Описан пакет программ анализа конструкторской документации, построенный на основе графической системы AutoCAD. Пакет обеспечивает анализ конструкторских чертежей на уровне выделения признаков отдельных поверхностей изделия.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 658.512.011.56

**Питання аналізу конструкторської документації в САПР технологічних процесів механічної обробки / В.Г. Аврамов, О.В. Тучин, О.М. Цимбал, О.А. Чернишенко // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 22 — 25.**

Розглянуто питання аналізу конструкторської документації у зв'язку з її використанням у проектуванні технологічних процесів. Описано пакет програм аналізу конструкторської документації, побудований на основі графічної системи AutoCAD. Пакет забезпечує аналіз конструкторських креслень на рівні виділення ознак окремих поверхонь виробу.

Бібліогр.: 2 назви.

UDC 658.512.011.56

**Engineering documentation analysis problems in CAD of machining technology processes / V.G. Avramov, O.V. Tuchin, A.M. Tsymbal, A.A. Chernyshenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 22 — 25.**

The engineering documentation analysis problems are considered in connection with its application when designing technological processes. The package of programs for engineering documentation analysis created on the basis of the AutoCAD graphic system, which provides the design drawings analysis at the level of separate products surfaces character selection, is described.

Ref.: 2 items.

УДК 621.317.082.5

**Метод анализа излучения оптических волокон / А.И. Филипенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 26 — 30.**

Предложен метод анализа излучения оптических волокон в ближней зоне. Он позволяет измерять геометрические параметры компонентов волоконно-оптических систем с погрешностью не более  $\pm 0,1$  мкм. Метод обработки данных базируется на аппроксимации амплитуды ближнего поля суперпозицией ортогональных функций Лагерра. Дополнительным преимуществом является возможность получения геометрических параметров волоконно-оптических компонентов через коэффициенты разложения функции излучения.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.317.082.5

**Метод аналізу випромінювання оптичних волокон / О.І. Филипенко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 26 — 30.**

Запропоновано метод аналізу випромінювання оптичних волокон у ближній зоні. Він дозволяє вимірювати геометричні параметри компонентів волоконно-оптичних систем з похибкою не більше  $\pm 0,1$  мкм. Метод обробки даних базується на апроксимації амплітуди ближнього поля суперпозицією ортогональних функцій Лагерра. Додатковою перевагою є можливість отримання геометричних параметрів волоконно-оптичних компонентів через коефіцієнти розкладу функції випромінювання.

Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.317.082.5

**Method for fiber optic radiation analysis / A.I. Filipenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 26 — 30.**

Method for analysing optical fibers radiation in the near field is offered. It allows to measure geometrical parameters of fiber optic systems components with an error no more than  $\pm 0,1$   $\mu\text{m}$ . Data processing method is based on the near field amplitude approximation by orthogonal Laguerre functions superposition. An additional advantage of this method is the possibility to obtain geometrical parameters of fiber optic components using expansion factors of radiation function.

Ref.: 2 items.

**Система прецизионного контроля деталей компонентов волоконно-оптических систем передачи информации** / А.И. Филипенко, Б.А. Малик // Радиотехника. Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 31 — 34.

В технологическом оборудовании, рассмотренном в статье, увеличенное изображение ближнего поля излучения оптического волокна направляется на фотоприемник с зарядовой связью. Видеосигнал преобразуется в реальном времени в 8-разрядный цифровой код аналого-цифровым преобразователем с буферным ОЗУ одного кадра изображения емкостью 1024 x 8 бит. Управление работой системы программное от микропроцессорного блока. Система создана для контроля параметров компонентов волоконно-оптических систем: диаметра сердцевинны оптического волокна и диаметра модового поля, соосности сердцевинны оптического волокна и наконечника разъемной оптического соединителя.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назв.

**Система прецизійного контролю деталей компонентів волоконно-оптичних систем передавання інформації** / О.І. Филипенко, Б.О. Малик // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 31 — 34.

У технологічному обладнанні, що розглянуто в статті, збільшене зображення ближнього поля випромінювання оптичного волокна спрямовується на лінійний фотоприймач із зарядовим зв'язком. Відеосигнал перетворюється в реальному часі у 8-розрядний цифровий код аналого-цифровим перетворювачем із буферним ОЗП одного кадру зображення місткістю 1024 x 8 біт. Керування роботою системи програмне від мікропроцесорного блока. Систему створено для контролю параметрів компонентів волоконно-оптичних систем передавання інформації: діаметра сердцевини оптичного волокна та діаметра модового поля, а також співвісності сердцевини оптичного волокна та кінцевика роз'ємного оптичного з'єднувача.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назви.

**Precision measurement system of fiber-optic components details in data transmission systems** / A.I. Filipenko, B.A. Malik // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 31 — 34.

In the technological equipment, considered in this work, the magnified near-field pattern of optical fiber radiation is directed to a charge coupling photodetector. Video signal is converted in the real time into a 8 bit numeric code by a digitizer with single frame buffer memory equal to 1024x8 bits. The system operation control is programmed from a microprocessor unit. The system is developed to control parameters of the fiber optical systems parameters: core diameter of the optical fiber, mode field diameter, alignment of optical fiber core and optical detachable connector tip.

1 fig. Ref.: 2 items

**Топологическая модель двусторонней печатной платы** / Н.В. Алипов, Е.И. Литвинова, В.В. Третяк // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 35 — 38.

Описана новая математическая модель двусторонней печатной платы, которая позволяет проводить трассы любой конфигурации и в наибольшей степени реализовать приемы, используемые конструктором при решении задачи трассировки. Каждый дискрет крупнодискретного рабочего поля данного слоя отображается совокупностью четырех упорядоченных подмножеств, где хранится информация о номерах трасс, проходящих через левую, правую, нижнюю и верхнюю стороны канала по конкретным магистралям первого и второго слоев.

Библиогр. ссылка в подстроч. прим.

**Топологічна модель двохсторонньої друкованої плати** / М.В. Аліпов, Є.І. Литвінова, В.В. Третяк // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 35 — 38.

Описано нову математичну модель двохсторонньої друкованої плати, котра дозволяє проводити траси будь-якої конфігурації і максимально реалізувати заходи, що використовує конструктор при вирішенні задачі трасування. Кожен дискрет великодискретного робочого поля даного шару відображується сукупністю чотирьох впорядкованих підмножин, де зберігається інформація про номери трас, що проходять через лівий, правий, нижній та верхній боки каналу по конкретних магістралях першого та другого шарів.

Бібліогр. посилання в підрядк. приміт.

**The duplex printed-circuit-board topological model** / N.V. Alipov, E.I. Litvinova, V.V. Tretjak // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 35 — 38.

The article describes a new mathematical model of duplex printed-circuit-board, which permits to conduct traces of any configuration and to realize the methods, used by designers in route task solutions, to the best advantage. Each large-discrete working field discrete of some layer is displayed by a set of four ordered subsets, storing the information on traces numbers, passing through left, right, bottom and top channel sides over the concrete mains of the first and second layers.

Ref.: 1 item.

УДК 621.3.049:681.3

**Алгоритм макротрасировки двусторонней печатной платы /** Н.В. Алипов, Е.И. Литвинова, В.В. Третьяк // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 39 — 43.

На основе топологической модели двусторонней печатной платы синтезирован гибкий алгоритм макротрасировки межсоединений, при котором положение трасс жестко не фиксируется и каждое последующее соединение может в некоторых пределах деформировать ранее проведенные трассы, минимизируя длину трассы и количество переходных отверстий.

Ил. 2. Библиогр. ссылка в подстроч. прим.

УДК 621.3.049:681.3

**Алгоритм макротрасування двошарової друкованої плати /** М.В. Аліпов, Є.І. Литвінова, В.В. Третяк // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 39 — 43.

На базі топологічної моделі двошарової друкованої плати синтезовано гнучкий алгоритм макротрасування між'єднань, в якому розташування трас твердо не фіксується і кожне наступне з'єднання може в деяких межах деформувати раніш прокладені траси, мінімізуючи довжину траси та кількість перехідних отворів.

Іл. 2. Бібліогр. посилання в підрядк. приміт.

UDC 621.3.049:681.3

**The duplex printed-circuit-board macroroute algorithm /** N.V. Alipov, E.I. Litvinova, V.V. Tretjak // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 39 — 43.

The flexible interconnections macroroute algorithm is developed on the basis of duplex printed-circuit-board topological model, in this case the traces position is not fixed rigidly and in some limits each subsequent connection can deform the earlier conducted traces, thus minimizing the traces length and quantity of via.

2 fig. Ref: 1 item.

УДК 621.375.7

**Выбор аппроксимирующей функции для описания характеристик нелинейных элементов** / И.В. Салай // Радіотехніка. Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 1997. Вип. 103. С. 44 — 48.

Приведен сравнительный анализ трех аппроксимаций гиперболическими функциями применительно к динамической индуктивности. Дано обоснование выбора аппроксимирующей функции.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.375.7

**Вибір апроксимуючої функції для опису характеристик нелінійних елементів** / І.В. Салай // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 44 — 48.

Наведено порівняльний аналіз трьох апроксимацій гіперболічними функціями стосовно динамічної індуктивності. Подано обґрунтування вибору функції апроксимації.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.375.7

**The choice of the approximation function for non-linear elements characteristics description** / I.V. Salay // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 44 — 48.

The comparative analysis of three approximations by hyperbolic functions with reference to dynamic inductance was carried out. Substantiation of the approximation function choice was presented.

1 tab. 1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.375.7

**Исследование небаланса магнитных и параметрических систем /**  
Н.О. Ольховская, П.И.Чередников // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-  
техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 49 — 54.

Рассмотрены причины возникновения небаланса в магнитных и параметрических системах. Выполнен анализ асимметричных параметрических систем. Показано, что необходимо учитывать влияние паразитных сигналов, вызванных асимметрией системы, и компенсировать их управляющими сигналами.

Ил. 1. Библиогр. ссылка в подстроч. прим.

УДК 621.375.7

**Дослідження небалансу магнітних і параметричних систем /**  
Н.О. Ольховська, П.І. Чередников // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн.  
зб. 1997. Вип. 103. С. 49 — 54.

Розглянуто причини виникнення небалансу в магнітних і параметричних системах. Виконано аналіз асиметричних параметричних систем. Доведено, що необхідно враховувати вплив паразитних сигналів, викликаних асиметрією системи, і компенсувати їх управляючими сигналами.

Іл. 1. Бібліогр. посилання в підрядк. приміт.

UDC 621.375.7

**Research of non-balance in magnetic and parametric systems /**  
N.O. Olkhovskaya, P.I. Cherednikov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep.  
Mag. 1997. N 103. P. 49 — 54.

The causes of non-balance advent in magnetic and parametric systems are considered. Asymmetrical parametric systems were analysed. The necessity for taking account of parasitic signals effects caused by the system asymmetry and balancing them with control signals was indicated.

1 fig. Ref.: 1 item.

УДК 621.375.7

**Устройство для снятия характеристик и параметров параметрической зонной системы** / О.И. Подгайко, И.В. Салай, В.А. Товстий, П.И. Чередников // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 55 — 59.

Рассмотрено устройство для исследования параметрической зонной системы, выполненной на основе двух трансформаторов с ферритовыми сердечниками.

Ил. 4. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.375.7

**Пристрій для збору характеристик і параметрів параметричної зонної системи** / О.І. Подгайко, І.В. Салай, В.А. Товстий, П.І. Чередников // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 55 — 59.

Розглянуто пристрій для дослідження параметричної зонної системи, виготовленої на основі двох трансформаторів з феритовими осердями.

Ил. 4. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.375.7

**Device for measuring responses and parameters of zone parametric system** / O.I. Podgayko, I.V. Salay, V.A. Tovstiy, P.I. Cherednikov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 55 — 59.

The device for studying the zone parametric system produced on the basis of two magnetic-core transformers is considered.

4 fig. Ref.: 2 items.

УДК 681.3+681.5:007

**Постановка задач синтеза новых методов защиты информации /**  
И.Н. Алипов, Л.Н. Ребезюк // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 60 -- 64.

Приведен обзор методов защиты информации при ее хранении и передаче. Сформулированы новые задачи синтеза таких методов, базирующихся на теории конечных автоматов с псевдослучайными переходами из состояния в состояние.

Библиогр.: 25 назв.

УДК 681.3+681.5:007

**Постановка задач синтезу нових методів захисту інформації /**  
І.М. Аліпов, Л.М. Ребезюк // Радіотехніка. Всеукр. міжвид. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 60 — 64.

Наведено огляд методів захисту інформації при її зберіганні і передаванні. Сформульовано нові задачі синтезу таких методів, що базуються на теорії кінцевих автоматів з псевдовипадковими переходами зі стану в стан.

Бібліогр.: 25 назв.

UDC 681.3+681.5:007

**Statement of information protection new methods synthesis problems /**  
I.N. Alipov, L.N. Rebezyuk // Radiotekhnika, All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 60 — 64.

The review of information protection methods with its storage and transmission is presented. New synthesis problems of such methods based on the theory of the finite automatic devices with pseudorandom transitions from one condition into another were formulated.

Ref.: 25 items.

УДК 621.396.69:536.4

**Обеспечение теплового режима ЭВС на ранних этапах проектирования / В.И. Азаренков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 65 — 71.**

На основании решения уравнения теплопроводности для прямоугольного параллелепипеда с аналогичным источником теплоты предлагается алгоритм расчета теплофизических параметров проектируемой конструкции, обеспечивающих заданный перегрев в заданных точках изделия.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.69:536.4

**Забезпечення теплового режиму ЕОЗ на ранніх етапах проектування / В.І. Азаренков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 65 — 71.**

На основі рішення розв'язання теплопровідності для прямокутного паралелепіпеда з аналогічним джерелом теплоти пропонується алгоритм розрахунку теплофізичних параметрів проєктованої конструкції, що забезпечують заданий перегрів у заданих точках виробу.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.69:536.4

**ECN heat condition support in the early designing stages / V.I. Azarenkov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 65 — 71.**

On the basis of the heat equation solved for the rectangular parallelepiped with the similar heat source an algorithm is offered for calculating thermophysical parameters ensuring the given product points prescribed overhear in the construction being designed.

Ref.: 4 items.

УДК 621.396.69

**Определение необходимой разрешающей способности измерительного устройства системы автоматического регулирования температурных режимов испарительно-конденсационных устройств / С.В. Денисов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 72 — 76.**

Изложена методика определения необходимой разрешающей способности измерительного устройства системы автоматического регулирования температурных режимов в испарительно-конденсационных устройствах при термовакuumном нанесении металлизированных покрытий сложного состава.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.69

**Визначення необхідної роздільовальної здатності вимірювального пристрою системи автоматичного регулювання температурних режимів випарювально-конденсаційних пристроїв / С.В. Денисов // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 72 — 76.**

Викладено методику визначення необхідної роздільовальної здатності вимірювального пристрою системи автоматичного регулювання температурних режимів у випарювально-конденсаційних пристроях при термовакuumному нанесенні багатокomпонентних металізованих покриттів.

Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.396.69

**Determination of the required resolution of the measuring device for an evaporation-condensation unit temperature conditions automatic control / S.V. Denisov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 72 — 76.**

Methods for determining the required resolution of the measuring device of temperature conditions automatic control in evaporation-condensation units with thermovacuum metallized coating of complex composition is presented.

Ref.: 2 items.

УДК 621.316

**Нормирование устойчивости объекта к воздействию посторонних частиц** / О.В. Хомицкий, В.И. Азаренков // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 77 — 81.

Показано, что значительная часть отказов изделий радиоэлектроники вызвана посторонними частицами внутри оболочки изделия. Рассмотрены особенности конструирования изделий, подверженных отказам, связанным с посторонними частицами. Предложены количественные критерии оценки устойчивости изделий к воздействию посторонних частиц. Выполнен анализ устойчивости конструкции геркона к воздействию посторонних частиц.

Ил. 2.

УДК 621.316

**Нормування стійкості об'єкта до впливу сторонніх частинок** / О. В. Хомицький, В. І. Азаренков // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 77 — 81.

Доведено, що чималу частку відмов радіоелектронних виробів викликано сторонніми частинками всередині оболонки виробу. Розглянуто особливості конструювання виробів, схильних до відмов, пов'язаних зі сторонніми частинками. Запропоновано кількісні критерії оцінки стійкості виробів до впливу сторонніх частинок. Виконано аналіз стійкості конструкції геркона до впливу сторонніх частинок.

Іл. 2.

UDC 621.316

**Normalization of an object stability to the outside particles action** / O.V. Khomitsky, V.I. Azarenkov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 77 — 81.

It is shown that a significant part of radioelectronic products failures is caused by outside particles within a product coating. The design features of products open to failures connected with outside particles are considered. Quantitative criteria of estimating the products stability to outside particles action are offered. The analysis of the sealed-contact reed relay structure stability to the outside particles action is carried out.

2 fig.

**Предельное загрязнение поверхности посторонними частицами /** О.В. Хомицкий // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 82 — 86.

Рассмотрен процесс осаждения посторонних частиц (частиц износа, оксидов, аэрозоля, пыли) из окружающей среды на рабочие поверхности электронных аппаратов. Показана необходимость разработки численных методов оценки загрязнения. Предложены физическая и математическая модели. Получены основные аналитические зависимости, позволяющие определить число частиц на поверхности исходя из их объемной концентрации и времени осаждения.

Библиогр.: 6 назв.

**Граничне забруднення поверхні сторонніми частинками /** О.В. Хомицкий // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 82 — 86.

Розглянуто процес осаджування сторонніх частинок (частинок зносу, оксидів, аерозолію, пилу) з навколишнього середовища на робочі поверхні електронних апаратів. Доведено необхідність опрацювання чисельних методів оцінки забруднення. Запропоновано фізичну й математичну моделі. Одержано основні аналітичні залежності, що дозволяють визначити число частинок виходячи з їх об'ємної концентрації та тривалості осаджування.

Бібліогр.: 6 назв.

**Maximum permissible surface pollution by the outside particles /** O.V. Khomitsky // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 82 — 86.

The process of outside particles settling (wearing, oxides, aerosols, dust particles) from environment on the working surfaces of electronic equipment is considered. The necessity to develop numerical methods of pollution estimation is shown. Physical and mathematical models are offered. The main analytical dependences, allowing to define the number of particles on the surface proceeding from their volumetric concentration and setting time, are obtained.

Ref.: 6 items.

УДК 621.791.72:621.373.826

**Экспериментальные исследования процесса получения многофункционального покрытия на корпусных деталях радиоэлектронных модулей / Т.Л. Алтухова, В.Г. Котух // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 87 — 92.**

Изложены результаты экспериментальных исследований наплавки импульсным лазерным излучением покрытий на основе Si и Ni на свариваемые кромки узлов герметизации РЭА. Приведены расчетные и фактические зависимости скоростей наплавки от диаметра светового пятна, технологические режимы наплавки.

Ил. 4. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.791.72:621.373.826

**Експериментальні дослідження процесу формування багатофункціонального покриття на корпусних деталях радіоелектронних модулів / Т.Л. Алтухова, В.Г. Котух // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вып. 103. С. 87 — 92.**

Викладено результати експериментальних досліджень наплавлення імпульсним лазерним випромінюванням покриття на основі Si та Ni на зварювані краї вузлів герметизації РЕА. Наведено розрахункові і фактичні залежності швидкостей наплавлення від діаметра світлової плями, технологічні режими наплавлення.

Ил. 4. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.791.72: 621.373.826

**Experimental investigations of the process of multifunctional coating on the radio electronic modules housing parts production / T.L. Altukhova, V.G. Kotukh // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 87 — 92.**

Results of experimental investigations of coating hard-facing by pulse laser radiation on the basis of Si and Ni on the edge of the radio electronic equipment sealing nodes being surfaced are presented. Calculation and real dependences of surfacing velocity on the light spot diameter and also the surfacing production conditions are cited.

4 fig. Ref.: 2 items.

**Микроминиатюризация импульсных модуляторов для генераторов РЭС миллиметрового диапазона волн / Л.М. Смеркло // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 93 — 99.**

Дан краткий анализ разработок источников мощных наносекундных импульсов тока — импульсных модуляторов для генераторов РЭС миллиметрового диапазона волн. Указаны пути их микроминиатюризации в зависимости от возможностей элементной базы. Сформулирована проблема твердотельной интеграции и определены направления ее решения. Рассмотрены результаты разработки и изготовления интегрального источника мощных наносекундных импульсов — импульсных модуляторов для генераторов на лавинно-пролетных диодах.

Ил. 2. Библиогр.: 13 назв.

**Мікромініатюризація імпульсних модуляторів для генераторів РЕС міліметрового діапазону хвиль / Л.М. Смеркло // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 93 — 99.**

Подано стислий аналіз розробок джерел потужних наносекундних імпульсів струму — імпульсних модуляторів для генераторів РЕС міліметрового діапазону хвиль. Визначено способи їх мікромініатюризації залежно від можливостей елементної бази. Сформульовано проблему твердотільної інтеграції і визначено напрямки її рішення. Розглянуто результати розробки та виготовлення інтегрального джерела потужних наносекундних імпульсів — імпульсних модуляторів для генераторів на лавинно-пролітних діодах.

Іл. 2. Бібліогр.: 13 назв.

**Subminiaturization of pulse modulators for radio electronic systems generators of millimetric waveband / L.M. Smerklo // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 93 — 99.**

A short analysis of developments of high-power nanosecond pulses sources i.e. pulse modulators for RES of millimetric wave band is given. The ways of their subminiaturization depending on the elemental base capabilities are shown. The solid-state integration problem is formulated and its solution ways are defined. Results of development and manufacturing of high-power nanosecond pulses integral source i.e. pulse modulators for avalanche transit-time oscillators are considered.

2 fig. Ref.: 13 items.

**Технология моделирования объемных интегральных схем СВЧ** / Л.М. Карпуков, С.Н. Романенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 100 — 104.

Предложен системный подход и разработано необходимое математическое и программное обеспечение для моделирования объемных интегральных схем СВЧ, конструкции которых состоят из волноведущих структур в виде комбинаций металлических полосок и щелей в металле, расположенных в различных слоях плоскостной диэлектрической подложки. Моделирование осуществляется на электродинамическом уровне и позволяет в рамках единого вычислительного алгоритма получать решения дву- и трехмерных задач в аналитической или численной форме.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

**Технологія моделювання об'ємних інтегральних схем НВЧ** / Л.М. Карпуков, С.М. Романенко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 100 — 104.

Запропоновано системний підхід і розроблено необхідне математичне й програмне забезпечення для моделювання об'ємних інтегральних схем НВЧ, конструкції яких складаються з хвилеведучих структур у вигляді комбінацій металевих штабок і щілин у металі, розташованих у різних шарах плоскошароватої діелектричної підложки. Моделювання здійснюється на електродинамічному рівні й дозволяє в рамках єдиного обчислювального алгоритму одержувати рішення дво- і тримірних задач в аналітичній або чисельній формі.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

**MIC modeling technology** / L.M. Karpukov, S.N. Romanenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 100 — 104.

Systems approach is offered and needed software and hardware are developed for microwave integrated circuits (MIC) modelling, these circuits design consists of waveguiding structures in the form of combination of metal strips and slots in the metal arranged in different layers of the planelayered dielectric substrate. Modeling is being carried out on the electrodynamic level and allows to obtain a solution both for 2D and 3D problems in analytical and numerical forms in terms of a common calculation algorithm.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.372.8.072.2

**Дисперсионные характеристики связанных микрополосковых линий /**  
Л.М. Карпуков, Р.Д. Пулов, С.Н. Романенко // Радиотехника. Всеукр. межвед.  
науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 105 — 111.

Предложены простые аналитические соотношения для расчета частотной зависимости эффективной диэлектрической проницаемости синфазного и противофазного типов волн в связанных микрополосковых линиях с различными ширинами проводников.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.372.8.072.2

**Дисперсійні характеристики зв'язаних мікросмушкових ліній /**  
Л.М. Карпуков, Р.Д. Пулов, С.Н. Романенко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід.  
наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 105 — 111.

Запропоновано прості аналітичні співвідношення для розрахунку ефективної діелектричної проникності синфазного та протифазного типів хвиль у зв'язаних мікросмушкових лініях з різними ширинами провідників.

Іл. 3! Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.372.8.072.2

**Dispersion characteristics of coupled microstrip transmission lines /**  
L.M. Karpukov, R.D. Pulov, S.N. Romanenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci.  
Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 105 — 111.

Simple analytical expressions were derived for computing frequency dependence of odd and even modes efficient permittivity in coupled microstrip lines with different conductors widths.

3 fig. Ref.: 3 items.

**О возможности повышения точности определения положения изображения звезды, наблюдаемой через турбулентную атмосферу / В.В. Бабенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 112 — 114.**

Рассмотрена применимость теории детерминированного хаоса для анализа динамики дрожания изображения звезды. По экспериментальным данным определены размерность странного аттрактора и число значимых степеней свободы динамической системы дрожаний. Экспериментально подтверждено повышение точности определения положения изображения звезды при использовании экстраполяции фазовой траектории в псевдофазовом пространстве.

Библиогр.: 9 назв.

**Про можливість підвищення точності визначення положення зображення зірки, що спостерігається через турбулентну атмосферу / В.В. Бабенко // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 112 — 114.**

Розглянуто можливість застосування теорії детермінованого хаосу для аналізу динаміки тремтіння зображення зірки. За експериментальними даними визначено розмірність дивного аттрактора та кількість значущих ступенів свободи динамічної системи тремтінь. Експериментально підтверджено підвищення точності визначення положення зірки при використанні екстраполяції фазової траєкторії у псевдофазовому просторі.

Бібліогр.: 9 назв.

**On the possibility to improve accuracy of determining image position of the star observed through the turbulent atmosphere / V.V. Babenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997, N 103, P. 112 — 114.**

Deterministic chaos theory applicability to a star image tremor dynamic analysis is considered. A strange attractor dimensionality and a number of significant degrees of freedom of the tremor dynamic system are determined by the experimental data. The accuracy improvement of the star image position determination when using the phase trajectory extrapolation in a pseudophase space is confirmed experimentally.

Ref.: 9 items.

УДК 621.391

**Оптимизация параметров радиометра компенсационно-модуляционного типа на основе системного подхода / В.И. Антюфеев // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 115 — 120.**

Методом рабочих характеристик решена задача векторного синтеза радиометра компенсационно-модуляционного типа. Полученное выражение для чувствительности радиометра представляет собой диаграмму обмена между показателями качества приемника.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

**Оптимізація параметрів радіометра компенсаційно-модуляційного типу на основі системного підходу / В.І. Антюфеев // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 115 — 120.**

Методом робочих характеристик розв'язано задачу векторного синтезу радіометра компенсаційно-модуляційного типу. Здобутий вираз щодо чутливості радіометра являє собою діаграму обміну поміж показниками якості приймача.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

**Parameter optimization of the total power-modulation type radiometer on the system approach base / V.I. Antyufeyev // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 115 — 120.**

The optimal structure synthesis problem of the total power-modulation type radiometer has been solved under vector-valued performance criteria. The received formula for the radiometer sensitivity has proved to be the diagram of exchange between receiver quality figures.

Ref.: 5 items.

УДК 681.3.06:519.248.681

**Критерии отбора случайных таблиц подстановок для алгоритма шифрования по ГОСТ 28147 — 89 / И.Д. Горбенко, И.В. Лисицкая // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 121 — 130.**

Для формирования случайных таблиц подстановок предложены три уровня проверки на случайность. Определена сущность каждого из уровней. Приведены примеры формирования случайных таблиц подстановок, построенных с помощью изложенной методики.

Табл. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 681.3.06:519.248.681

**Критерії відбору випадкових таблиц підстановок до алгоритму шифрування за ГОСТ 28147 — 89 / І.Д. Горбенко, І.В. Лисицька // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 121 — 130.**

Для формування випадкових таблиц підстановок запропоновано три рівня перевірки на випадковість. Визначено сутність кожного з рівнів. Наведено приклади формування випадкових таблиц підстановок, побудованих за допомогою викладеної методики.

Табл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 681.3.06:519.248.681

**Random substitution tables selection criteria for an encryption algorithm according to All-Union state standard GOST 28147 — 89 / I.D. Gorbenko, I.V. Lisitskaya // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 121 — 130.**

Three levels of randomness check for constructing random substitution tables are suggested. The essence of each of the check levels is defined. The examples of random substitution table formation, constructed using the suggested methods, are presented.

4 tab. Ref.: 6 items.

**Особенности уравнения радиолокации распределенных целей при использовании сверхширокополосных сигналов / О.В. Лазоренко, Л.Ф. Черногор // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 131 — 136.**

Классическое уравнение радиолокации обобщено для случая радиозондирования распределенных целей с использованием сверхширокополосных сигналов. Приведены простые численные модели частотной зависимости параметров, входящих в уравнение радиолокации для радиозондирования околоземного космического пространства.

Табл. 1. Библиогр.: 6 назв.

**Особливості рівняння радіолокації розподілених цілей при використанні надширокополосних сигналів / О.В. Лазоренко, Л.Ф. Черногор // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 131 — 136.**

Класичне рівняння радіолокації узагальнено для випадку радіозондування розподілених цілей з використанням надширокополосних сигналів. Наведено прості чисельні моделі частотної залежності параметрів, що входять до рівняння радіолокації для радіозондування навколоземного космічного простору.

Табл. 1. Бібліогр.: 6 назв.

**Allocated targets radar equation features when using ultrawideband signals / O.V. Lazorenko, L.F. Chernogor // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 131 — 136.**

Classical radar equation is generalized for the case of allocated targets radio sounding using ultrawideband signals. Simple numerical models of frequency dependence of the parameters appearing in the radar equation for the near-to-earth space sounding are given.

1 tab. Ref.: 6 items.

**Анализ метода автофокусировки антенны многопозиционной когерентной радиолокационной системы на передачу по многим целям с равными эффективными площадями рассеяния / Н.И. Матюхин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 137 — 144.**

Представлены физическая интерпретация и характеристики метода автофокусировки антенны на прием по многим целям для общего случая, когда их ЭПР равны. Приведены результаты численного эксперимента, подтверждающие возможность автофокусировки.

Ил. 3. Библиогр. ссылка в подстроч. прим.

**Аналіз методу автофокусування антени багатопозиційної когерентної радіолокаційної системи на передавання по багатьох цілях з рівними ефективними площинами розсіювання / М.І. Матюхін // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 137 — 144.**

Подано фізичну інтерпретацію і характеристики методу автофокусування антени на приймання по багатьох цілях для загального випадку, коли їх ЕПР рівні. Наведено результати чисельного експерименту, які підтверджують можливість автофокусування.

Іл. 3. Бібліогр. посилання в підрядк. приміт.

**Analysis of method of multiposition coherent radar antenna autofocusing on transmission at many targets with equal scattering effective areas / N.I. Matyukhin // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 137 — 144.**

Physical interpretation and characteristics of the method of the antenna autofocusing on reception at many targets for the general case, when their scattering effective areas are strictly equal, are presented. The numerical experiment results confirming the possibility of autofocusing are cited.

3 fig. Ref.: 1 item.

**Квазиоптимальный алгоритм автофокусировки антенны радиологической системы на прием по одиночной цели с оценкой ее местоположения в условиях влияния аддитивных и мультипликативных помех / Н.И. Матюхин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 145 — 150.**

Предложен алгоритм, согласно которому методом наименьших квадратов производится сглаживание радиолограммы по пространству элементов антенны. Для каждого приемного элемента определяется отклонение фазы реального сигнала от сглаженного значения фазы. Отклонение фазы вводится в приемный элемент с отрицательным знаком.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

**Квазиоптимальний алгоритм автофокусування антени радіологічної системи на приймання по окремій цілі з оцінкою її місцезнаходження в умовах впливу адитивних і мультиплікативних завад / М.І. Матюхін // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 145 — 150.**

Запропоновано алгоритм, згідно з яким за методом найменших квадратів виконується згладжування радіолограмми по простору елементів антени. Для кожного приймального елемента визначається відхилення фази реального сигналу від згладженого значення фази. Відхилення фази вводится в приймальний елемент із від'ємним знаком.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назви.

**Quasi-optimal algorithm of radio holographic system antenna autofocusing on reception at a single target when exposed to additive and multiplicative interferences / N.I. Matyukhin / Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 145 — 150.**

An algorithm is offered according to which a radio hologram smoothing over the antenna elements space is carried out by the method of least squares. The real signal phase deviation from the smoothed phase value is defined for every receiving element. The phase deviation with a negative sign is introduced into the receiving element.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.96

**Квазиоптимальный алгоритм автофокусировки антенны радиологической системы на прием по многим целям в условиях влияния аддитивных и мультипликативных помех / Н.И. Матюхин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 151 — 157.**

Описан процесс автофокусировки на передачу по многим целям с равными ЭПР. Показано, как по выделенной опорной цели осуществляется автофокусировка на прием с учетом влияния сторонних целей.

Ил. 1. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.96

**Квазиоптимальний алгоритм автофокусування антени радіологічної системи на приймання по багатьох цілях в умовах впливу адитивних і мультиплікативних завад / М.І. Матюхін // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 151 — 157.**

Описано процес автофокусування на передавання по багатьох цілях з рівними ЕПР. Показано, як по опорній цілі, що була виділена, виконується автофокусування на приймання з урахуванням впливу сторонніх цілей.

Ил. 1. Бібліогр.: 2 назви.

UDC 621.396.96

**Quasi-optimal algorithm of radio holographic system antenna autofocusing on reception at many targets when exposed to additive and multiplicative interferences / N.I. Matyukhin // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 151 — 157.**

The process of autofocusing on transmission to many targets with equal scattering effective areas is described. It is shown how autofocusing on reception at the singled out reference target is carried out with allowance for outside targets influence.

1 fig. Ref.: 2 items.

**Оптимизация тракта передачи энергии СВЧ-лучом при наличии случайных ошибок поля возбуждения передающей антенны / В.В. Должиков, В.Г. Лихограй // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 158 — 168.**

Рассмотрена задача синтеза номинального амплитудного распределения передающей антенны тракта передачи энергии СВЧ-лучом, которое при заданных случайных ошибках поля возбуждения обеспечивает максимум среднего коэффициента полезного действия передачи и преобразования энергии в постоянный ток. Передающая антенна и приемная — риктенна имеют круглые апертуры. Для решения данной нелинейной экстремальной задачи предложена итерационная процедура, на каждом шаге которой решается задача максимизации отношения двух квадратичных функционалов. Приведены результаты численных расчетов.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

**Оптимізація тракту передачі енергії НВЧ-променем за наявності випадкових похибок поля збудження передавальної антени / В.В. Должиков, В.Г. Лихограй // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 158 — 168.**

Розглянуто задачу синтезу номінального амплітудного розподілу передавальної антени тракту передачі енергії НВЧ-променем, який при заданих випадкових похибках поля збудження забезпечує максимум середнього коефіцієнта корисної дії передавання і перетворення енергії в постійний струм. Передавальна антена і приймальна — ректена мають круглі апертури. Для розв'язання даної нелінійної екстремальної задачі запропоновано ітераційну процедуру, на кожному кроці якої розв'язується задача максимізації відношення двох квадратичних функціоналів. Наведено результати числових розрахунків.

Іл. 3. Бібліогр.: 10 назв.

**Optimization of a beamed microwave power transmission system in the presence of random errors of the transmitting antenna excitation field / V.V. Dolzhikov, V.G. Lihogray // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 158 — 168.**

Synthesis problem of the transmitting antenna nominal amplitude distribution in the system for power transmission with a microwave beam is considered; this nominal amplitude distribution with given random errors of the excitation field ensures maximum of the mean efficiency factor of power transmission and conversion into direct power. The transmitting antenna and rectenna have circular apertures. To solve the given non-linear extremum problem an iteration procedure was offered; the problem of two quadratic functionals ratio maximization is being solved on every iteration step. The results of numerical computations are cited.

3 fig. Ref.: 10 items.

**Уравнение состояния в системе уравнений акустики для неоднородной движущейся среды** / А.Ю. Панченко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 169 -- 174.

Получено уравнение состояния идеального газа в неоднородном потоке. Вывод уравнения основан на законе сохранения потенциальной энергии. Представлены два частных случая системы акустических уравнений: для неподвижного неоднородного газа и для стационарного бездивергентного однородного потока.

Библиогр.: 8 назв.

**Рівняння стану в системі рівнянь акустики для неоднорідного середовища, яке рухається** / О.Ю. Панченко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 1997. Вип. 103. С. 169 — 174.

Одержано рівняння стану ідеального газу в неоднорідному потоці. Виведення рівняння базується на законі збереження потенціальної енергії. Показано два окремих випадки акустичних рівнянь: для нерухомого неоднорідного газу і для стаціонарного бездивергентного однорідного потоку.

Бібліогр.: 8 назв.

**The equation of state in the acoustics equation system for heterogeneous moving medium** / A.Yu. Panchenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 1997. N 103. P. 169 -- 174.

The equation of the ideal gas state in heterogeneous flow is given. The equation derivation is based on the law of potential energy conservation. Two particular cases of the acoustic equations system i.e. for a stationary heterogeneous gas and a stationary homogeneous flow without divergence are presented.

Ref.: 8 items.